RADIO UND FERNSEHEN

Mit Bauanleitung für einen 12-Watt-Mischverstärker (Seite 156)

ZEITSCHRIFT FÜR RADIO, FERNSEHEN, ELEKTROAKUSTIK UND ELEKTRONIK

7. JAHRG. **5** MÄRZ 1958



VERLAG DIE WIRTSCHAFT BERLIN NO 18

AUS DEM INHALT

Titelbild:

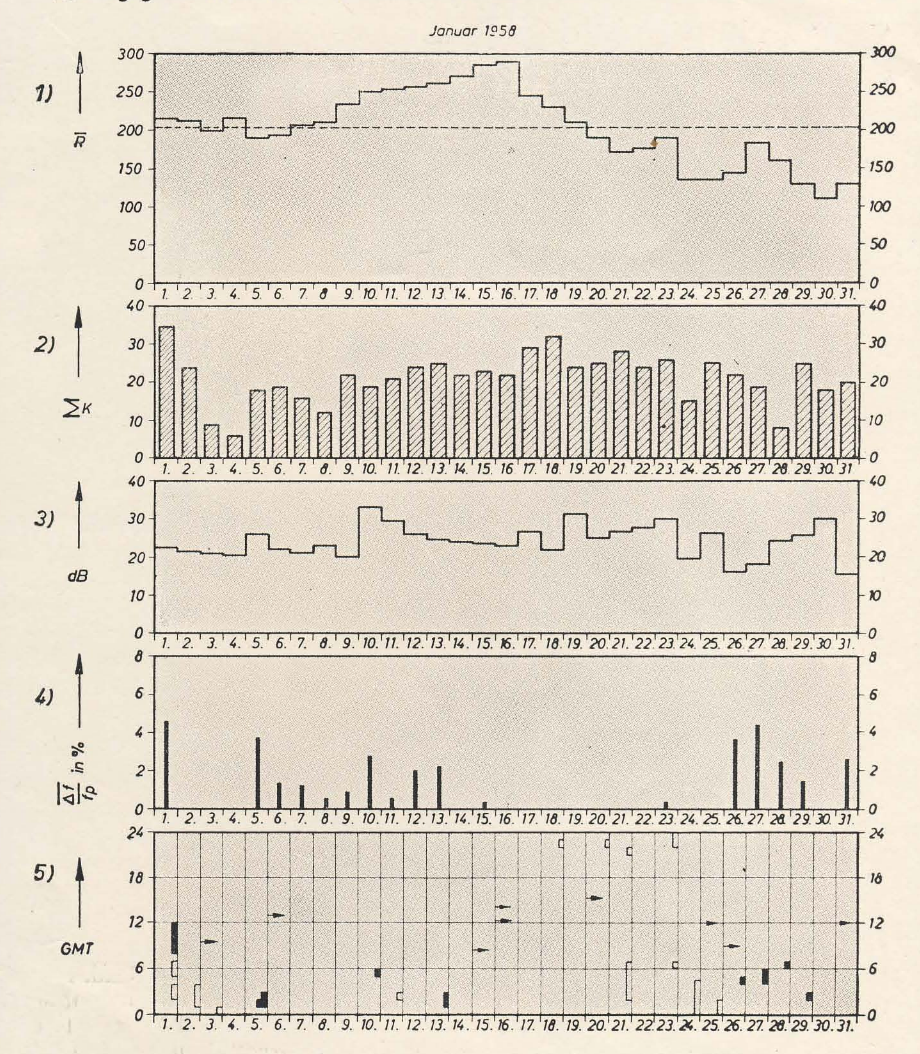
Unser Bild zeigt zwei sowjetische Transistoren. Links ein Spitzentransistor vom Typ C 4 A und rechts ein 3,5-W-Leistungstransistor der П-3-Reihe (siehe auch unseren Beitrag auf Seite 151).

Verlag DIE WIRTSCHAFT
Berlin NO 18, Am Friedrichshain 22
Telefon 530871, Fernschreiber 011448
Verlagsdirektor: Walter Franze
Radio und Fernsehen
Chefredakteur: Peter Schäffer
Fachredaktion: Klaus K. Streng
Lizenznummer: 5227
Anzeigenannahme: Verlag DIE WIRTSCHAFT und alle Filialen der DEWAG, z. Z. gültige Preisliste Nr. 1
Druck: Tribüne Druckerei III, Leipzig III/18/36

Erscheint zweimal im Monat, Einzelheft 2,– DM

Die KW-Ausbreitung im Jan. 1957 und Vorschau für März 1958

Herausgegeben v. Heinrich-Hertz-Institut der Deutschen Akademie der Wissenschaften zu Berlin



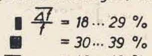
1) Sonnenfleckenrelativzahlen (Zürich)

2) Tagessumme der erdmagnetischen Kennziffern (Wingst)

3) Mittagsdämpfung auf 3,86 MHz

4) Tagesmittel des relativen Abfalls der F_2-Grenzfrequenzen (Juliusruh/Rügen)
$\Delta f = f_p - f_m$ für $f_p < f_m$ $\Delta f = 0$
f_p = vorhergesagte Grenzfrequenz
f_m = gemessene Grenzfrequenz

5) relativer Abfall der F_2-Grenzfrequenzen (Juliusruh/Rügen) bezogen auf den vorhergesagten Wert

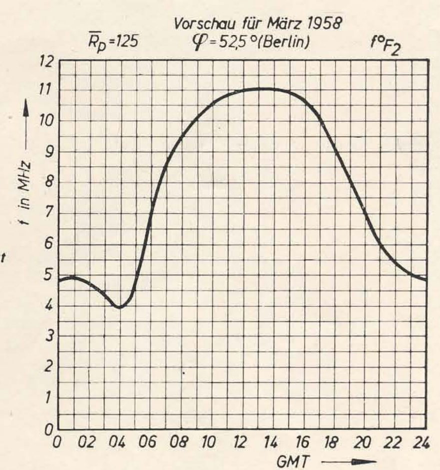


$\frac{\Delta f}{f}$ = 18 ... 29 %
= 30 ... 39 %
= 40 ... 49 %
= 50 % und darüber

→ Mögel-Dellinger-Effekt bzw. Dämpfungseinbrüche (Neustrelitz/Juliusruh)

o plötzliche erdmagnetische Unruhe oder Schwankungsamplitude des Erdmagnetfeldes

▯ Streuecho



Bestellungen nehmen entgegen

für die Deutsche Demokratische Republik: Sämtliche Postämter, der örtliche Buchhandel und der Verlag DIE WIRTSCHAFT, Berlin

für die Deutsche Bundesrepublik: Sämtliche Postämter; der örtliche Buchhandel und der Verlag. Auslieferung über HELIOS Literatur-Vertriebs-GmbH, Berlin-Borsigwalde, Eichborndamm 141–167

Für das Ausland:

Volksrepublik Albanien: Ndermarrja Shtetnore Botimeve, Tirana
Volksrepublik Bulgarien: Petschatni proizvedenia, Sofia, Léguè 6
Volksrepublik China: Guozi Shudian, Peking, P. O. B. 50 und Hsin Hua Bookstore, Peking, P. O. B. 329
Volksrepublik Polen: P. P. K. Ruch, Warszawa, Wilcza 46
Rumänische Volksrepublik: C. L. D. C. Baza Carte, Bukarest, Cal Mosilor 62–68
Tschechoslowakische Volksrepublik: Orbis Zeitungsvertrieb, Praha XII, Stalinova 46 und Bratislava Postovy urad 2
UdSSR: Die städtischen Abteilungen »Sojuspechatj«, Postämter und Bezirkspoststellen
Ungarische Volksrepublik: »Kultura« Könyv és hirlap külkereskedelmi vállalat, P. O. B. 149, Budapest 62
Für alle anderen Länder: Verlag DIE WIRTSCHAFT, Berlin NO 18, Am Friedrichshain 22

RADIO UND FERNSEHEN

1. MÄRZHEFT 7. JAHRGANG **5** 1958

ZEITSCHRIFT FÜR RADIO · FERNSEHEN · ELEKTROAKUSTIK · ELEKTRONIK

Oberstleutnant (Ing.) PAUL NOFFKE

Die Funkmeßtechnik in der heutigen Armee

Es ist allgemein bekannt, daß in der Nachkriegszeit die technischen Ausrüstungen der Armeen umfangreicher und komplizierter geworden sind. In immer breiterem Maße gelangen Radargeräte, elektronische Mittel der Waffenlenkung, -führung und -beobachtung, Flugzeuge mit Überschallgeschwindigkeit und ferngelenkte Raketen zur Anwendung. Wie bekannt, hat kein anderes Kampfmittel im militärischen Einsatz bei der Erkundung gegnerischer Positionen, ihrer Lokalisierung und der Bekämpfung im zweiten Weltkrieg eine so bedeutende Rolle gespielt, wie das Radargerät. Es wurde von keinem anderen technischen Mittel übertroffen. Es gibt zur Zeit und in der nahen Zukunft kein geeigneteres Mittel, um über die Bewegungen der eigenen und gegnerischen Kampfverbände zu Lande, zu Wasser und in der Luft unterrichtet zu sein, als diese Technik.

Zur Geschichte der Radartechnik

Die Funkortungs- oder Radartechnik hat sich erst vor etwa 15 Jahren zu einem selbständigen Zweig der Radiotechnik entwickelt. Besonders hat die Anwendung immer wirksamerer Waffen im zweiten Weltkrieg auf beiden Seiten der Kriegsführung anregend auf die Förderung dieser Technik eingewirkt.

Obwohl die Funkortung noch verhältnismäßig jung ist, wurde ihr Grundstein bereits mit der Geburt des Funks gelegt. Die historischen Versuche in den Jahren 1887/88 des deutschen Physikers Heinrich Hertz erbrachten bereits den Beweis der Reflektion von Funkwellen an Gegenständen. Hertz konnte erstmalig die von Maxwell vorausgesagte Wesensgleichheit der elektromagnetischen Wellen mit denen des Lichtes richtig nachweisen. In Rußland waren es die Erfinder Alexander Stepanowitsch Popow und sein Mitarbeiter P. N. Rybkins, die 1897 bereits die Reflektion von Radiowellen an Schiffen feststellten. Hülßmeier ließ sich 1904 in Deutschland ein Patent erteilen, wonach er vorschlug, mittels hochfrequenter Echobildung die Entfernung durch Messung der Echolaufzeit zu bestimmen. Diese Methode war besonders für den Kollisionsschutz in der Schiffahrt gedacht. Viel später erst, 1922, berichtete Marconi in einem Vortrag über die Möglichkeit, durch Reflektion sehr kurzer elektromagnetischer Wellen die Lage der reflektierenden Objekte in bezug auf den Sender zu bestimmen. In diesen Jahren beschäftigten sich Wissenschaftler in England, Amerika und in anderen Ländern mit Messungen der Reflektion elektromagnetischer Wellen an der Ionosphäre. Ab 1930 baute man in England, Amerika und Deutschland Funkmeßgeräte für militärische Zwecke. Man benutzte damals noch verhältnismäßig lange Wellen (12 m). Da die Bündelung der Wellen noch ungenügend gemeistert wurde, begnügte man sich vorerst nur mit der Entfernungsmessung. In der Sowjetunion sind Radiowellen zur Messung von Entfernungen erstmalig im Jahre 1932 in Murmansk unter der Leitung von Prof. N. A. Bontsch-Brujewitsch vorgenommen worden. Das angewandte Verfahren entsprach bereits dem modernen Prinzip der Funkortung. Dieser sowjetische Gelehrte entwickelte die Idee des Magnetrons, so daß die sowjetischen Physiker N. F. Alexejew und O. J. Maljarew bereits im Jahre 1937 ein Hochleistungsmagnetron bauten.

Nachdem die Reflektionsfähigkeit der elektromagnetischen Wellen weitgehend erkannt worden war, setzte besonders auf dem militärischen Sektor in fast allen imperialistischen Staaten die Entwicklung dieser Technik zur Nutzbarmachung für Kriegszwecke ein. Es kamen die verschiedensten Methoden zur Anwendung, wobei sich das Impulsverfahren für die genaue Zielbestimmung als das für praktische Zwecke am bedeutsamsten erwies.

In der Weise, wie es gelang, Hochfrequenzimpulse großer Energie, bestimmter Form und Dauer zu erzeugen und hierfür leistungsfähige Sende- und Oszillografenröhren einzusetzen, entstanden im Verlauf des zweiten Weltkrieges, aber noch mehr nach diesem Kriege immer qualifiziertere und taktisch vollkommenere Anlagen der Funkmeßtechnik.

Heute existieren Funkmeßanlagen, die eine Impulsspitzenleistung von einigen Megawatt, ein Entfernungsauflösungsvermögen bis etwa 15 m und eine außerordentlich hohe Empfindlichkeit von 10^{-14} W besitzen. Es gibt Funkmeßanlagen für praktisch alle speziellen taktischen Einsätze, und ihre speziellen Antennenformen sind geeignet, jede Ortungsaufgabe mit der genügenden Präzision zu

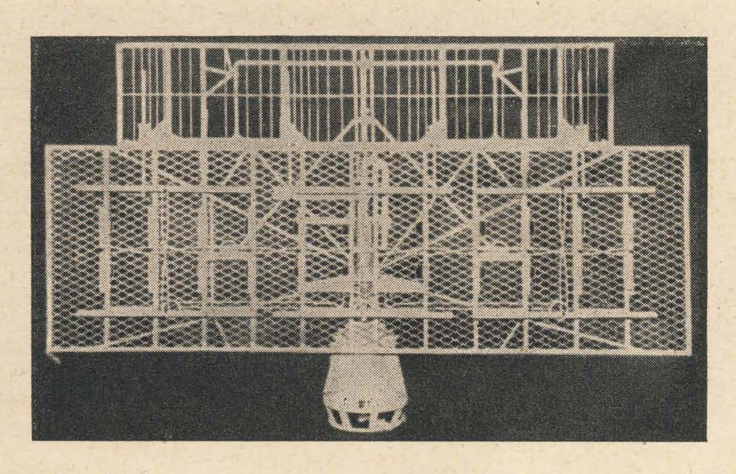


Bild 1: Ältere Antenne einer 200-MHz-Funkmeßanlage

lösen. Dabei sind geeignete Erfindungen gemacht worden, um die Störanfälligkeit einer Funkmeßanlage auf ein Minimum herabzudrücken, so daß die Funkmeßanlagen in der Lage sind, auch noch unter erschwerten Bedingungen zu arbeiten.

Einige Antennenformen

Durch die entsprechende Formgebung der Antenne (Reflektorspiegel, Parabol- oder Dipolflächenantenne) wird die Ausbreitung der ausgestrahlten HF-Energie auf einen engbegrenzten Raumausschnitt ermöglicht. Die HF-Energie wird wie der Strahl eines Scheinwerfers konzentriert und gebündelt.

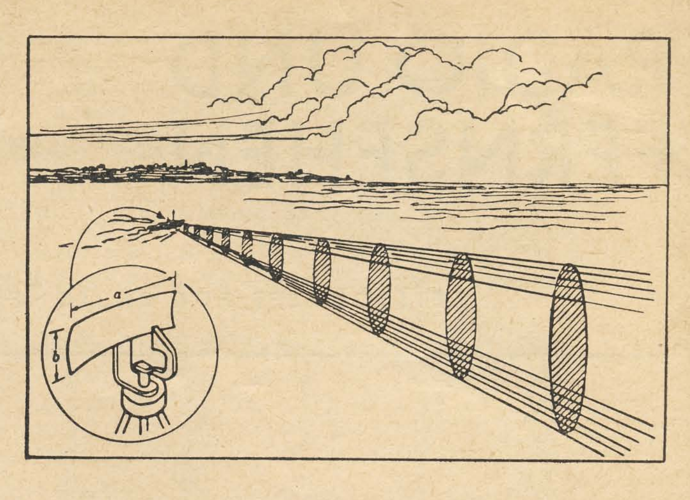
Diese Strahlbündelung, erfolgt je nach dem Verwendungszweck und der Formgebung der Antenne, nach einem bestimmten Richtdiagramm, das vielfach die Form einer langgestreckten Keule annimmt. Doch sind die Formen der Richtdiagramme sehr verschieden und können sich in der vertikalen und horizontalen Ebene recht unterschiedlich verhalten.

Eine typische Funkmeßantenne mit Dipolgruppen, die für einen Betrieb im 220-MHz-Frequenzbereich bestimmt ist, zeigt Bild 1. Mit dieser Antenne werden Strahlenbündel von 60 und 120° erzeugt. Solche Dipolgruppenantennen finden heute jedoch in der Funkmeßtechnik nur noch selten Verwendung. Mit dem Übergang zu immer höheren Frequenzen nähert sich das Verhalten der elektromagnetischen Wellen immer mehr den optischen Bedingungen und ihren Gesetzmäßigkeiten. Daher werden im Zentimeterwellenbereich Antennenformen verwendet, die große Ähnlichkeit mit dem Parabolspiegel eines Scheinwerfers haben. Während im Brennpunkt eines Scheinwerfers die Lichtquelle angeordnet ist, befindet sich im Brennpunkt eines Parabolspiegels einer Funkmeßanlage für Zentimeterwellen der Dipol bzw. der Abschluß der Energieleitung. Durch diese Anordnung werden Peilstrahlschärfen von 1° und darunter erreicht. Bei bestimmten Anlagen rotiert der Dipol um den Brennpunkt des Spiegels und gestattet dadurch eine besonders hohe Peilstärke. Bild 2 zeigt eine typische Parabolantenne für das 10-Zentimeter-Gebiet. Eine Parabolantenne, wie sie im Bild 2 dargestellt ist, besitzt gleiche Bündelungsstärke in jeder Ausdehnung, d. h., die Feldstärkeverteilung ist in horizontaler wie auch in vertikaler Richtung gleich. Dies ist jedoch nicht in allen Fällen bei Funkmeßanlagen erforderlich. Entsprechend ihres Einsatzzweckes bevorzugt man entweder stärker die horizontale oder die vertikale Bündelung. Es kommen deshalb entsprechend dimensionierte Antennen zur Anwendung. An ihrer Form erkennt der Funkmeßspezialist bereits, für welchen Verwendungszweck eine Funkmeßanlage bestimmt ist. Bei Antennen, wie sie bei Rundsichtanlagen Verwendung finden, wird eine hohe Auflösung in horizontaler Richtung erreicht. Die Ortung in der vertikalen Richtung, wie sie bei Höhenmessungen verlangt wird, entfällt für solche Rundsichtanlagen ganz. So werden z. B. auf Schiffen vertikal polarisierte Antennen verwendet. Die Antennenform stellt einen Paraboloid dar, der durch den Ausschnitt aus einem Parabolspiegel in Richtung der horizontalen Ebene erhalten wird. Durch die in horizontaler Ebene erhaltene größere Antennenfläche gegenüber der in vertikaler wird eine stärkere Bündelung der HF-Energie in horizontaler Achse erreicht und somit auch eine höhere horizontale Peilschärfe. Dies ist im Einsatz auf See deshalb von Bedeutung, weil durch diese Maßnahmen die Ortung verschiedener Einzelziele in horizontaler Ebene sicher gelingt.

Bild 3 zeigt eine typische Schiffsradarantenne. Die Bündelung der Schiffsantenne beträgt in horizontaler Richtung 1,5° und in vertikaler Richtung 6°. Bild 4 vermittelt einen Eindruck über die Lage des Querschnitts einer Feldstärkekeule im Raum.

Ganz anders liegt der Fall bei Antennen, die zur Ortung von Luftzielen bestimmt sind. Hier werden mit Vorteil die horizontal polarisierten Antennen verwendet. Dadurch wird erreicht, daß Flugzeuge in verschiedenen Höhen mühelos unterschieden werden können. Das Auflösungsvermögen dieser Antennenart ist also in vertikaler Richtung größer und die Entdeckung der Flugzeuge in horizontaler Ebene dadurch erleichtert, weil die hier breitere Ausdehnung der Feldstärkenenergie ein sicheres Erfassen der Flugzeuge ermöglicht. Die Bündelung solcher Ortungsantennen für Luftziele beträgt deshalb in der horizontalen Richtung 6 bis 8° und in der vertikalen Richtung 1 bis 2°. Bild 5 zeigt eine typische Antenne für Höhenfinder französischer Bauart. Natürlich gibt es für jeden speziellen Einsatzzweck von Funkmeßanlagen spezielle Antennenformen.

Bild 4: Strahlenbündel der Antenne nach Bild 3



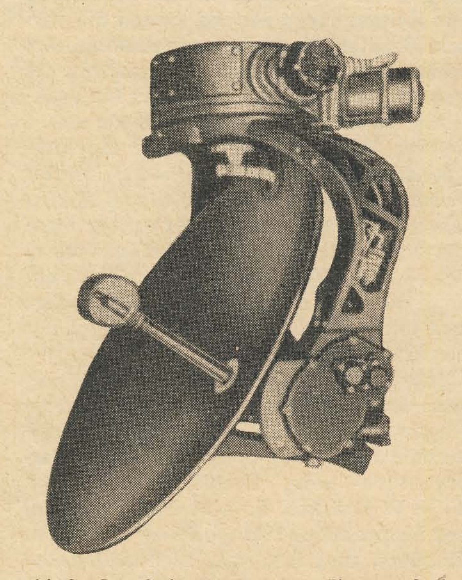


Bild 2: Parabolantenne eines Flugzeugfunkmeßgerätes für 10 cm

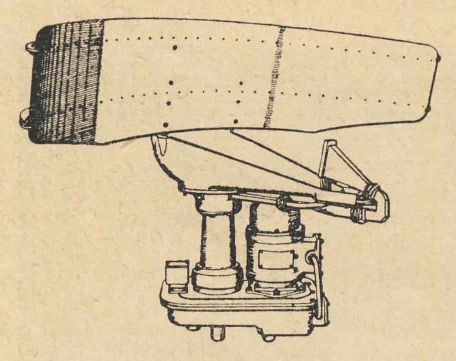
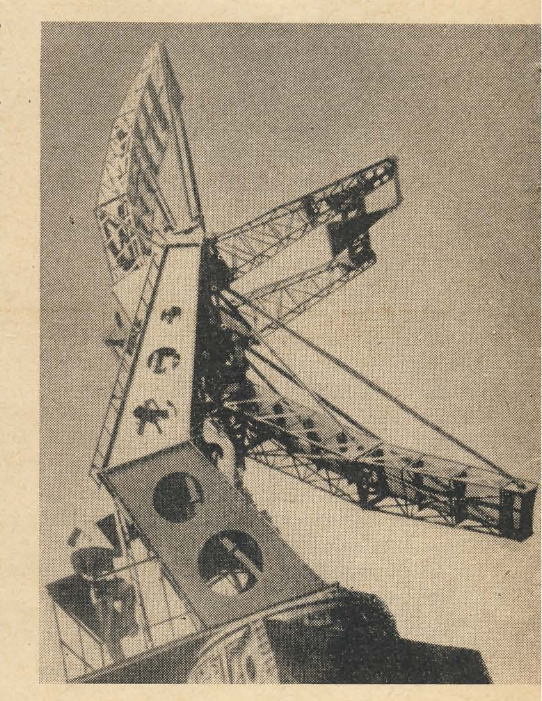


Bild 3: Zylinderparabolantenne, die eine Veränderung der vertikalen Bündelungsschärfe durch Abstandsänderung des einspeisenden Hornstrahlers ermöglicht

Bild 5: Antenne eines Höhenfinders französischer Bauart



Die Sende-Empfangs-Umschalteinrichtung

Die Sende-Empfangs-Umschalteinrichtung ist ein wichtiger Baustein der Funkmeßanlage, von der das Aussenden hoher Impulsleistungen wie der Empfang der Reflektionsimpulse über eine Antenne der Funkmeßstation erfolgt. Diese Einrichtung hat die Aufgabe, die hohe Ausgangsspannung im Augenblick der Impulstastung des Senders vom Eingang des Empfängers fernzuhalten. Umgekehrt gibt sie den Empfängereingang frei, wenn der Sender schweigt und nun der Empfänger in der Lage ist, die reflektierten Impulse zu empfangen. Da die Impulstastung in der sehr kurzen Zeit von oft weniger als 1 μs erfolgt, wird von den Schaltgliedern dieser Sperreinrichtung eine außerordentlich hohe Reaktionsfähigkeit verlangt. Dies wird durch mit Edelgas gefüllte Sperröhren (Nulloden) erreicht. Beim Anlegen einer hohen HF-Spannung tritt eine Ionisierung des Edelgases der Sperröhre ein, wodurch das Gas leitend wird. Parallel zum Eingang eines Empfängers geschaltet, bewirkt die Sperröhre somit einen Kurzschluß, der den Eingangskreis des Empfängers vor Zerstörungen bewahrt und gleichzeitig ein Abfließen der HF-Leistung zur Antenne ermöglicht, wodurch die Ausstrahlung der HF-Energien über die Antenne gewährleistet ist. Bild 6 zeigt die Form einer solchen Sperröhre.

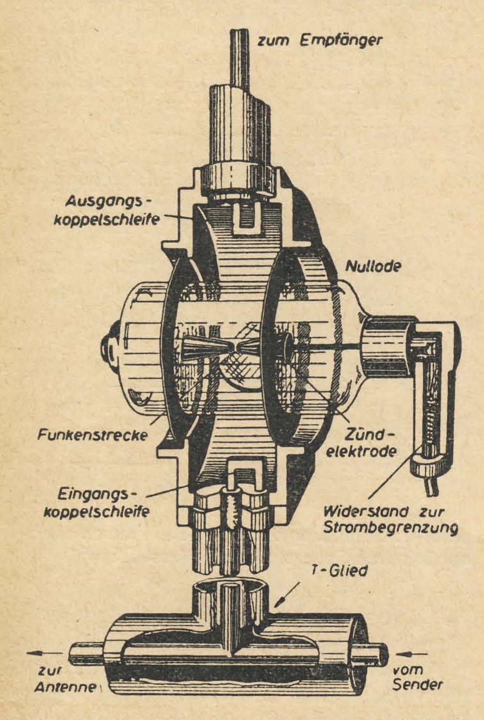


Bild 6: Schematischer Aufbau einer Nullode

Einiges zu den verwendeten Empfängern

Der Empfänger eines Funkmeßgerätes zeigt, abgesehen von der Eingangsstufe, im wesentlichen die gleiche Bauart wie ein typischer kommerzieller Empfänger des Rundfunkbereiches. Jedoch werden an ersteren weit höhere Anforderungen gestellt. Vor allem wird verlangt, daß der Empfänger eine sehr hohe Empfindlichkeit besitzt, weil von ihr, wie von der Leistung des Senders, die Reichweite der Anlage abhängt. Gleichzeitig muß die eigene Rauschleistung des Empfängers sehr klein sein, da die Signalstärken der Reflektionsimpulse aus großen Entfernungen selbst klein sind und die Gefahr besteht, daß diese bereits im Rauschen des eigenen Empfängers untergehen. Das thermische Rauschen ist ein unerwünschter Faktor, der weitgehend unterdrückt werden muß, wenn die gesamte Funkmeßanlage nicht in ihrem Leistungsgrad herabgedrückt werden soll. Die Wahl der Bandbreite des Empfängers hängt im wesentlichen von dem Grad der Rauschunterdrückung ab.

In der Praxis sind je nach Einsatzzweck der Funkmeßanlage Bandbreiten von 0,5 bis 60 MHz üblich. Die Spannungsverstärkung eines Funkmeßempfängers beträgt etwa $1 \cdot 10^8$ oder anders ausgedrückt, die Signalleistung muß am Eingang eines Funkmeßempfängers mindestens $1 \cdot 10^{-14}$ W betragen, wenn das Signal noch sicher auf dem Bildschirm des Anzeigegerätes erscheinen soll. Dies sind bereits außergewöhnlich kleine Werte, die aber beweisen, zu welchen realen Anzeigewerten eine so hochentwickelte Anlage fähig ist.

Ähnlich wie bei der Erzeugung sehr hoher Frequenzen im Sender neuartige Bauelemente und Röhren benutzt werden, ist es auch zumindest für die Empfängervorstufe erforderlich, Röhren zu verwenden, die nicht, wie die üblichen Elektronenröhren, hohe Elektronenlaufzeiten besitzen. Deshalb werden auch im Empfänger neue Bauelemente verwendet, wie z. B. das Klystron, das eine hohe Verstärkung der höchstfrequenten Eingangssignale gestattet.

Anzeigearten

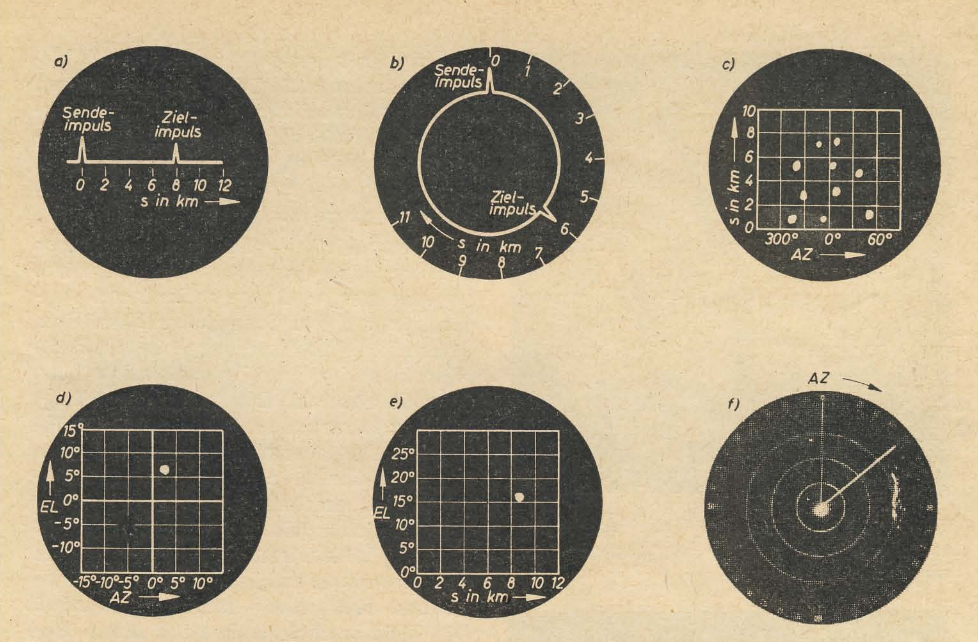


Bild 7: Die verschiedenen Anzeigearten auf dem Bildschirm einer Radaranlage

a) A-Anzeige
b) I-Anzeige
c) B-Anzeige
d) C-Anzeige
e) F-Anzeige
f) PPI oder Panorama-Anzeige

Die Rückstrahlimpulse werden auf dem Katodenstrahlrohr in sinnfälliger Weise zur Anzeige gebracht. Die Art und Weise der Anzeige hängt auch hier weitgehend von dem Verwendungszweck der Anlage ab. Es gibt mehr als ein Dutzend Aufzeichnungsarten von Echosignalen auf dem Bildschirm des Anzeigegerätes. Es sollen hier aber nur die wichtigsten Anzeigeverfahren der Funkmeßortung erwähnt werden.

Die Ortsbestimmung eines Zieles im Raum hängt von drei Koordinaten ab: horizontale Richtung, Entfernung und Höhe. Demnach muß die Funkmeßanlage in der Lage sein, über diese drei Werte genaue Aussagen zu machen. Während die horizontale Richtung des Zieles durch die Vermessung des Seitenwinkels (Azimut rechtweisend Nord) und des Höhenwinkels (Elevation zur Horizontalachse) mittels Richtgetriebe und Drehfeldsystemen vorgenommen wird, erfolgt die Entfernungsmessung durch die Auswertung der Echoimpulse auf dem Schirmbild des Anzeigegerätes.

Diese Echoimpulse können als Zackenauslenkung auf einer geraden oder kreisförmigen Zeitlinie erscheinen, die in km oder Seemeilen geeicht ist. Im ersten Falle handelt es sich um die sogenannte A-Anzeige (Bild 7a), im zweiten Falle um eine I-Darstellung (Bild 7b).

Bei einer zweidimensionalen Darstellung, wobei die Zielechos nicht als Zacken, sondern als Hellpunkte auf dem Schirm erscheinen, überträgt ein Steuermechanismus die Richtung der Antenne zur zugeordneten Entfernungsmessung als Koordinatenablenkung auf die Abbildungsfläche des Bildschirmes.

Bei dieser B-Anzeige (Bild 7c) werden die Ziele entsprechend der zugeordneten horizontalen Richtung und der Entfernung abgebildet. Dieses Verfahren findet noch vereinzelt in der Seenavigation zur Kollisionswarnung und bei Nahbereich-Richtgeräten der Luftabwehr Verwendung.

Bei der C-Anzeige (Bild 7d) wird auf dem Bildschirm die horizontale und die vertikale Richtung (Höhe) des Zieles angezeigt, dafür fehlt aber die Entfernungsmessung. Diese Darstellung findet bei Funkmeßgeräten an Bord von Kampf- und Jagd-



Bild 8: Darstellung eines Geländeabschnittes auf dem Bildschirm eines Flugzeugpanoramagerätes

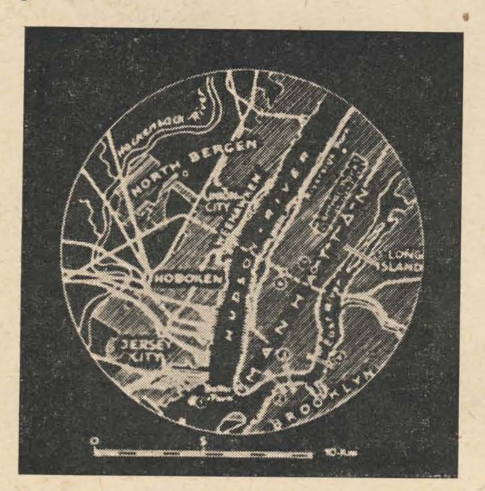


Bild 9: Schematische Darstellung der Bodenreflexionen zu Bild 8

flugzeugen Verwendung. Auf dem Bildschirm erscheinen die Ziele beim Anflug des Flugzeuges gegen feindliche Verbände in der Luft zunächst über, unter oder seitlich vom Kreuzungspunkt des „elektronischen Fadenkreuzes". Durch die direkte Zielansteuerung, durch Ausrichten der Flugzeuglängsachse zum Ziel kommt dieses mit dem Kreuzungspunkt zur Dekkung, womit der Bordschütze das gegnerische Flugzeug unmittelbar im Visier hat. Bordwaffen und Antennensystem sind dabei einheitlich auf die Flugzeuglängsachse als Bezugsrichtung arretiert.

Im Bereich der Flugsicherung zur Kontrolle des Einflugwinkels landender Maschinen wird eine F-Anzeige (Bild 7e) angewandt, bei der die Ziele je nach ihrem Höhenwinkel über der zugehörigen Entfernung erscheinen.

Als letzte, aber weitverbreitete Darstellung muß die Rundsichtdarstellung (PPI = plan position indication) (Bild 7f) genannt werden. Diese Rundsicht- oder Panorama-Anzeige findet z. B. bei allen Schiffsnavigations-Funkmeßanlagen, bei der Luftraumüberwachung und bei Feuerleitanlagen Verwendung. Durch diese Darstellung hat das Funkmeßgerät erst die große Verbreitung im zivilen Leben wie in der militärischen Anwendung erhalten. An Bord der amerikanischen und englischen Bomberverbände erschien das Panoramagerät erstmalig im zweiten Weltkrieg. Es ist unter den Bezeichnungen „Meddo" (amerikanische Dreizentimeteranlage), „Rotterdam" (englische Zehnzentimeteranlage) und „Berlin"-Gerät (deutscher Nachbau auf neun Zentimeter) bekanntgeworden.

Diese Rundsichtdarstellung wird dadurch erhalten, daß das Antennensystem um eine senkrechte Achse rotiert und synchron mit einem Schreibstrahl auf dem Schirmbild des Anzeigerohres umläuft. Hierbei ist der Schreibstrahl in km bzw. Seemeilen geeicht. Die Entfernung 0 liegt dabei im Zentrum des Schirmbildes. Während der Antennenstrahl den umgebenden Raum abtastet, zeichnet der Schreibstrahl entsprechend den empfangenen Zielreflexionen ein kartenähnliches Bild auf den Bildschirm, wobei die Ziele im wahren Azimut erscheinen und nach Umriß und Entfernung dargestellt werden. Die Ziele erscheinen je nach ihrem Reflexionsvermögen als helle oder minderhelle Punkte auf dem Bildschirm. Auf Grund einer ausreichenden Nachleuchtdauer des fluoreszierenden Schirmes bleiben die Ziele und ihre Konturen während der Umlaufperiode des Schreibstrahles mit genügender Helligkeit sichtbar.

Die Steuerung des Elektronenstrahles auf dem Leuchtschirm des Anzeigerohres synchron mit der Abtastung des Geländes oder des Luftraumes durch den Antennenstrahl macht keine Schwierigkeiten, es muß nur dafür gesorgt werden, daß die Lage des Leuchtfleckes auf dem Schirm der Lage des Geländebereiches entspricht, von dem die Rückstrahlung gerade den Empfänger erreicht. Wird gleichzeitig die Helligkeit des Leuchtfleckes im Sinne der Intensität der Rückstrahlung gesteuert, so kann aus der Aufzeichnung auf dem Schirmbild die Beschaffenheit des Geländebereiches bzw. der Flugzeugformationen im Luftraum in verschiedenen Richtungen und Entfernungen erkannt werden. Das Schirmbild ist also weitgehend einer Karte des abgetasteten Gebietes ähnlich.

Diese direkte Geländedarstellung auf dem Bildschirm des Anzeigegerätes ist von großem Wert und beweist besonders die praktische Bedeutung der Funkmeßtechnik. Ein Geländebild wird durch diese Einrichtung auch dann erhalten, wenn alle optischen Mittel versagen, also auch bei Nacht und Nebel. Zu beachten ist jedoch, daß sich die einzelnen Geländeteile oder die verschiedenen Luftziele in ihrem Reflexionsvermögen verschieden verhalten. Auch hierin muß sich ein Funkmeßbeobachter sehr genau auskennen. Bei Wasserläufen verläuft die Reflexion entsprechend dem Reflexionsgesetz der Optik, d. h., der Einfallwinkel ist gleich dem Ausfallwinkel. Der Empfangsanteil dieser Reflexionen wird sehr klein sein. Daher erscheinen Wasserflächen auf dem Bildschirm stets dunkel. Häusermassen, Waldstücke und Wiesengelände erzeugen dagegen eine diffuse Reflexion und werden entsprechend ihres Reflexionsanteiles in verschiedener Helligkeit abgebildet. Bild 8 vermittelt die Darstellung eines Geländeabschnittes auf dem Bildschirm eines Flugzeugpanoramagerätes, und Bild 9 zeigt die schematische Darstellung der Bodenreflexionen des gleichen Geländeabschnittes.

Einfluß der Wellenlänge

Von erheblicher Bedeutung bei diesem Verfahren ist die Verwendung einer entsprechenden Wellenlänge. Während man bei den längeren Wellenlängen des dm-Gebietes die abgebildeten Gegenstände (z. B. Küstenlinien) nur undeutlich auf dem Leuchtschirm wiedererkennt, wird die Auflösung durch die kürzeren Wellen im cm-Gebiet bedeutend feiner. Während z. B. bei 10-cm-Wellen die Einzelheiten auf einer Wasserfläche (kleinere Schiffe, Ruderboote, Bojen) nur schwer zu erkennen sind, kann bei der Verwendung von 1-cm-Wellen jede Einzelheit sehr genau wahrgenommen werden. Auch beim Abtasten verschiedener Entfernungen sind bei der Verwendung der verschiedenen Wellenlängen merkliche Unterschiede vorhanden. Oftmals bilden sich verschiedene Inversionsschichten über Land und Wasser bei verschiedenen Witterungsverhältnissen aus, die die Reichweite der Funkmeßanlage außerordentlich vergrößern können. Hierbei verursachen die reflektierten Wellen an diesen Schichten in Verbindung mit der direkten Welle ein Interferenzphänomen. Hinzu kommt noch die verschiedene Dichte der Atmosphäre in Erdnähe, die eine Beugung des Strahlenwinkels zur Erde hin verursacht und mit zur Reichweitenvergrößerung der Funkmeßstation beiträgt. Andererseits wird das Arbeiten mit möglichst kurzen Wellen dadurch eingeschränkt, daß im unteren Bereich der cm-Wellen und bei mm-Wellen eine Absorption in der Atmosphäre in Erscheinung tritt. So hat Wasserdampf bei etwa 1,34 cm Wellenlänge ein Absorptionsgebiet, während im Wellenlängenbereich von etwa 6 bis 8 mm der Sauerstoff der Luft Ursache der Absorption ist. Den Verlauf der Dämpfung

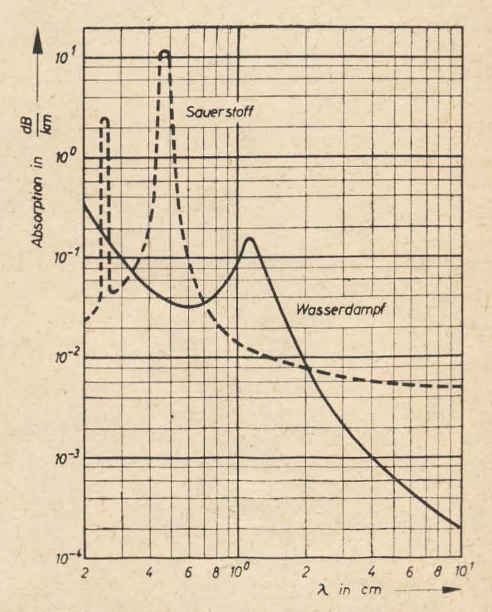


Bild 10: Dämpfung der cm-Wellen durch atmosphärischen Sauerstoff und Wasserdampf

Fortsetzung auf Seite 154

J. RODRIGUES de MIRANDA

Niederfrequenzverstärker mit direkt gekoppeltem Lautsprecher

Die Forderungen, die man an Niederfrequenzverstärker stellt, beziehen sich auf die Ausgangsleistung, den Frequenzgang, die nichtlinearen Verzerrungen und den inneren Widerstand.
Was den Frequenzgang betrifft, so genügt es nicht, wenn die Amplituden-Frequenzkennlinie nur im hörbaren Bereich (20 bis 18000 Hz) flach ist, da dann die Phasen-Frequenzkennlinie nur über einen viel kleineren Bereich den richtigen Verlauf hätte („richtiger Verlauf" bedeutet Proportionalität des Phasenwinkels zur Frequenz, wobei der Proportionalitätsfaktor Null sein kann). Bei einer mangelhaften Phasenkennlinie würden plötzliches Einsetzen der Musik, scharfe Mitlaute u. dgl. verzerrt wiedergegeben werden. Eine gute Phasenkennlinie erhält man, wenn die Amplitudenkennlinie bis weit in den unhörbaren Bereich hinein, z. B. bis 40 kHz, flach ist. Die Forderung einer flachen Amplitudenkennlinie verhindert übrigens nicht das Regeln der tiefen und hohen Töne, das vorzugsweise unabhängig voneinander durchgeführt wird.
Nichtlineare Verzerrung in einem Verstärker ist die Folge der Nichtlinearität der Kennlinien von Röhren und magnetischem Material und führt zur Entstehung von Harmonischen, die die Klangfarbe des Tones ändern, und was noch ärger ist: sobald zwei oder mehr Töne gleichzeitig vorhanden sind, entstehen auch Nichtharmonische (Intermodulation). Da die nichtlineare Verzerrung von einer bestimmten Signalstärke an schnell mit der Amplitude zunimmt, setzt sie der maximalen Ausgangsleistung, bei der der Verstärker noch befriedigend arbeitet, eine Grenze.
Der innere Widerstand der Endstufe schließlich muß niedrig sein, um eine stark dämpfende Wirkung auf den Lautsprecher auszuüben, der eine mechanische Resonanz im Gebiet der sehr tiefen Töne hat.
Als Endröhre hat im allgemeinen die Pentode den Vorzug gegenüber der Triode; die erstgenannte Röhre hat nämlich einen höheren Wirkungsgrad und verlangt ein schwächeres Eingangssignal. Bei der Pentode ist der Wirkungsgrad maximal (theoretisch 50%), wenn der Belastungswiderstand R_L gleich dem Gleichstromwiderstand $R_{ak} = U_{ao}/I_{ao}$ der Röhre ist, wobei U_{ao} und I_{ao} die Anodenspannung bzw. der Anodenstrom im Arbeitspunkt ist; R_{ak} ist nicht zu verwechseln mit dem (viel höheren) inneren Widerstand $R_i = \partial U_a/\partial I_a$ bei konstanter Steuergitterspannung. Bei normalen Endpentoden hat R_{ak} einen Wert von einigen kΩ.
Nach der herkömmlichen Technik gibt man der Spule dynamischer Lautsprecher verhältnismäßig wenig Windungen aus ziemlich dickem Draht. Dadurch ist die Impedanz (nahezu ein ohmscher Widerstand) niedrig, z. B. 4 Ω. Anpassung dieser niedrigen Impedanz an den viel höheren Wert von R_{ak} kommt zustande durch einen hinuntertransformierenden Ausgangstransformator. Dieser Transformator nun ist ein Einzelteil, dessen Konstruktion viel Aufmerksamkeit und viel Material erfordert. Seine Streuinduktivität bildet mit parasitären Kapazitäten einen oder mehrere Schwingkreise, die dem wiedergegebenen Frequenzband eine obere Grenze setzen. Diese Grenzfrequenz ist um so höher, je kleiner die Streuung und die Windungskapazität sind, also je geringer die Windungszahl ist. Eine Bedingung für gute Wiedergabe der tiefen Töne jedoch ist eine große primäre Selbstinduktion, also gerade eine große Anzahl Windungen. Ein ungünstiger Faktor ist außerdem der Anodengleichstrom, der den Kern vormagnetisiert.
Diese letzgenannte Schwierigkeit fällt weg, wenn man eine Gegentaktendstufe benutzt, da dann wegen des Fehlens der Gleichstromvormagnetisierung der Kompromiß zwischen großer primärer Selbstinduktion und geringer Streuung und Kapazität günstiger werden kann. Die Gegentaktschaltung hat ferner noch den bekannten Vorteil geringerer Verzerrung, weil ja bei Symmetrie der Schaltung im Ausgangsstrom keine Harmonischen gerader Ordnung auftreten. Die Komplikationen, die mit der Verwendung einer zweiten Endröhre (mit dazu gehörendem phasenumkehrenden Element, das dafür sorgt, daß die zwei Röhren zueinander in Gegenphase gesteuert werden) verbunden sind, verteuern zwar die Schaltung etwas, doch für Rundfunkgeräte und Verstärker der höheren Preisklassen wird dies durch die erwähnten Vorteile der Gegentaktschaltung aufgewogen.
Außer der Tatsache, daß der Ausgangstransformator das Frequenzgebiet an beiden Seiten beschränkt, besitzt er den offensichtlichen Nachteil, daß er einen Energieverlust mit sich bringt. Sein Wirkungsgrad ist je nach dem Materialaufwand oft nicht höher als 50%, selten mehr als 80%. Auch für die Verzerrung, die er infolge der nichtlinearen B-H-Kurve des Eisens einführt, gilt, daß Verbesserung mehr Material kostet.
Wahrscheinlich ernster als dies alles ist die Tatsache, daß der Ausgangstransformator der vollen Ausnützung der Vorteile der Gegenkopplung im Wege steht. Bekanntlich kann mit Hilfe der Gegenkopplung die Amplitudenkennlinie verbessert, die nichtlineare Verzerrung vermindert und der innere Widerstand erniedrigt werden. Enthält die Schaltung jedoch ein phasenverschiebendes Element (wie einen Ausgangstransformator, der zudem noch induktiver oder kapazitiver Art sein kann), so besteht die Möglichkeit, daß bei einer bestimmten Frequenz die beabsichtigte Gegenkopplung in eine Mitkopplung entartet. Zur Vermeidung von Instabilität ist man dann gezwungen, die Gegenkopplung weniger stark zu machen, als es wünschenswert wäre.
Die Folge der aufgezählten Schwierigkeiten ist, daß man zu einem schweren und großen (also teuren) Ausgangstransformator gelangt, es sei denn, daß man seine Ansprüche etwas niedriger stellt.
Bei Philips wurde vor einigen Jahren ein anderer Weg eingeschlagen. Man hat hier nämlich versucht, ohne Ausgangstransformator auszukommen. Gelänge dies, so hätte man nicht nur die erwähnten Schwierigkeiten radikal gelöst, sondern man wäre dann auch in der Lage, auf ein teures, schweres und großes Einzelteil zu verzichten. Die praktische Erfahrung hat bewiesen, daß diese Versuche erfolgreich gewesen sind.

Lautsprecher mit hohem Widerstand

Lautsprecherspulen mit wenig Windungen aus ziemlich dickem Draht besitzen den Vorteil, daß das Wickeln rasch erfolgt, mit geringer Gefahr eines Drahtbruches, und daß die Isolation des Drahtes verhältnismäßig wenig Wickelraum beansprucht (großer Füllfaktor).
Die erste Untersuchung hatte den Zweck festzustellen, wieviel Windungen aus wie dünnem Draht noch in dem verfügbaren Raum untergebracht werden können, ohne daß die Fertigung zu schwierig bzw. der Füllfaktor zu klein wird. Unter Verwendung der mit allerlei feiner Wickelarbeit gesammelten Erfahrungen ist es

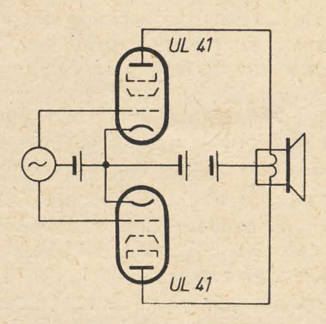


Bild 1: Endstufe mit zwei Pentoden UL 41 und einem Lautsprecher ohne Ausgangstransformator. Der Widerstand der Lautsprecherspule beträgt 2 × 2000 Ω

der Lautsprecherfabrik in Eindhoven im Jahre 1953 gelungen, Spulen von 4000 Ω mit einem 40 μ dicken Kupferdraht serienmäßig zu fabrizieren. Diese Spulen waren mit einer Mittelanzapfung versehen, so daß sie unmittelbar in eine Gegentaktschaltung aufgenommen werden konnten (Bild 1). Der Widerstand von 2000 Ω je Spulenhälfte ist noch etwas niedrig für gewöhnliche Endröhren, stellt jedoch einen brauchbaren Wert für die Röhre UL 41 dar, die einen ziemlich niedrigen Gleichstromwiderstand besitzt.
Nachdem sich sowohl die direkten Versuche als auch die Lebensdauerversuche

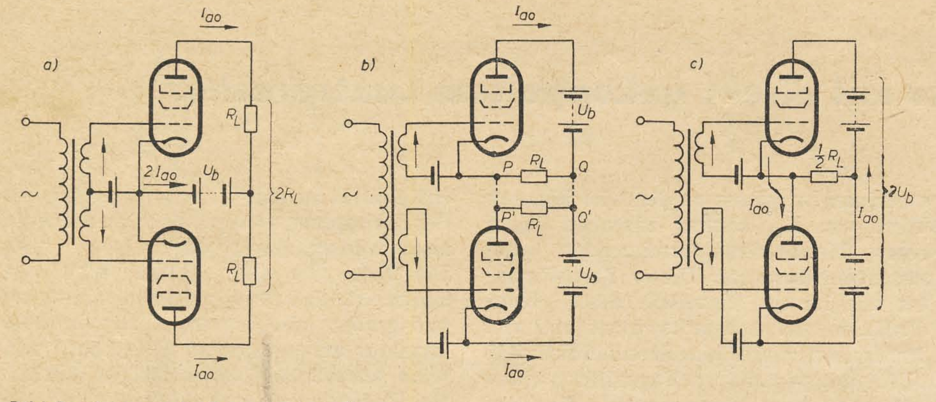


Bild 2: a) Normale Gegentaktschaltung
b) Schaltung, die elektrisch gleichwertig ist mit a). Wenn man P mit P′ und Q mit Q′ verbindet, entsteht die Seriengegentaktschaltung c)

als befriedigend erwiesen hatten, wurde ein Teil der Produktion eines Rundfunkgerätes mit einem derartigen Lautsprecher gefertigt, so daß in größerem Umfang praktische Erfahrungen gesammelt werden konnten. Dabei sind keine Beanstandungen bezüglich der Lautsprecher erfolgt. Auffallend bei diesem Gerät war die saubere Wiedergabe der tiefen Töne.
Übrigens war diese Lösung nicht ohne Nachteil. Die Endröhren arbeiten hier im A-Betrieb, d. h. mit großem Anodengleichstrom. Dieser Strom fließt durch die Lautsprecherspule, die einen hohen Widerstand besitzt. Es tritt also in der Spule ein erheblicher Spannungsverlust auf (viel höher als in einem Ausgangstransformator) sowie auch eine starke Wärmeentwicklung. Bei einer neuen, nachstehend besprochenen Schaltung kommen diese Nachteile völlig in Wegfall.

Die Seriengegentaktschaltung

Im Bild 2a ist eine normale Gegentaktschaltung dargestellt. Jede der Röhren ist auf einen Ruhestrom I_{ao} eingestellt, die Speisequelle mit der Spannung U_b liefert daher die Leistung $2\,U_b \cdot I_{ao}$. Bild 2b zeigt eine etwas veränderte Schaltung, bei der jede Röhre wieder die Speisespannung U_b und den Strom I_{ao} hat. Die gesamte Gleichstromleistung ist hier also gleichfalls $2\,U_b \cdot I_{ao}$. Wenn in beiden Fällen die Belastungswiderstände R_L dieselben sind, so ist der Wirkungsgrad auch derselbe, und die Schaltung im Bild 2b kann somit insgesamt eine ebenso große Ausgangsleistung liefern wie die im Bild 2a.
Letzteres gilt auch, wenn man im Bild 2b zwischen P und P′ sowie zwischen Q und Q′ eine Verbindung herstellt. Die beiden Widerstände R_L stehen dann parallel und können durch einen einzigen Widerstand $^1/_2\,R_L$ ersetzt werden (Bild 2c), der dann $^1/_4$ des im Bild 2a vorhandenen Gesamtwiderstandes $2\,R_L$ betragen würde. Bei gleicher Einstellung der Röhren ist der Widerstand $^1/_2\,R_L$ frei von Gleichstrom, da der Gleichstrom I_{ao} nur den Kreis durchfließt, der von der Spannungsquelle (Spannung $2\,U_b$) und der Serienschaltung der beiden Röhren gebildet wird. Aus diesen Gründen spricht man von Seriengegentaktschaltung (die normale Gegentaktschaltung im Bild 2a könnte man in Analogie dazu Parallelgegentaktschaltung nennen).
Die Seriengegentaktschaltung ist im Jahre 1951 unter der Bezeichnung „single-ended push-pull circuit" bekanntgeworden. Es ist klar, daß diese Schaltung sehr gut in den Rahmen der „direkten Energieübertragung" paßt. Sie verlangt eine viermal so niedrige Belastungsimpedanz als die normale Gegentaktschaltung, und da die Belastung frei von Gleichstrom ist, fallen die Nachteile des Spannungsverlustes und der Wärmeentwicklung in der Lautsprecherspule weg. Außerdem wurde durch den Wegfall der Mittelanzapfung eine Vereinfachung in der Fertigung erreicht. Auch die Mittelanzapfung an der Speisequelle kann man überflüssig machen, z. B.

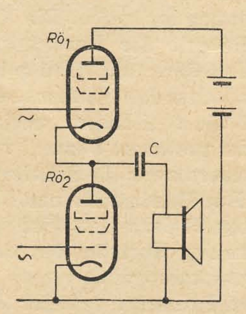


Bild 3: Seriengegentaktschaltung mit zwei Pentoden (EL 86), bei der keine Mittelanzapfung an der Speisequelle erforderlich ist

indem man den Lautsprecher in Serie mit einem Kondensator von hinreichend großer Kapazität, nach Bild 3 schaltet. Ein anderes Verfahren kommt später noch zur Sprache.
Damit hat man grundsätzlich die Schaltung erhalten, die in den letzten Jahren immer häufiger zur Anwendung gelangte. Es ist hierfür eine neue Endpentode entwickelt worden (EL 86), die bei niedriger Anodenspannung und großem Anodenstrom arbeiten kann; bei der maximalen Anodenverlustleistung ist der Gleichstromwiderstand R_{ak} nur 1600 Ω. Dazu gehört also ein Lautsprecherwiderstand von 800 Ω, ein Wert, der in der Fertigung keine Schwierigkeiten bietet. Eine Seriengegentaktschaltung mit zwei Röhren EL 86 kann eine Wechselstromleistung von max. 10 W liefern; für 10 bis 20 W kann man an jeder Seite zwei Röhren EL 86 parallelschalten; der Belastungswiderstand muß dann 400 Ω betragen, was man durch Verwenden eines einzigen Lautsprechers von 400 Ω oder durch Parallelschalten von zwei Lautsprechern von 800 Ω erreichen kann.
Aus nachstehender vereinfachter Betrachtung folgen die Beziehungen zwischen dem Belastungswiderstand R_L, der Ausgangsleistung P_o und dem zu wählenden Arbeitspunkt U_{ao}, I_{ao}.
Im Bild 4 ist Bild 3 nochmals mit Hinzufügung der Strom- und Spannungsbeziehungen dargestellt. R_L ist der Belastungswiderstand; die Reaktanz von C wurde vernachlässigt.
Bild 5 zeigt schematisiert zwei I_a-U_a-Kennlinien der benutzten Pentoden. Die eine Kennlinie gilt für die Steuergitterspannung $U_{g1} = 0$, die andere für einen solchen Wert von U_{g1}, daß I_{ao} halb so groß ist. Die Arbeitskennlinie XY geht durch das „Knie" der oberen Kennlinie und bildet mit der U_a-Achse einen Winkel α, so daß $\cot \alpha = 2\,R_L$; diese Arbeitskennlinie ist die günstigste. Sie schneidet die U_a-Achse im Punkt Y, der der Spannung $2\,U_b$ der Speisequelle entspricht. Der Arbeitspunkt ist A. Man sieht, daß außerdem gilt: $\cot \alpha = (2\,U_b - U_{ao})/I_{ao}$. Vernachlässigen wir die sogenannte Kniespannung $U_{a\,min}$, unter die U_a nicht sinken darf, dann ist $2\,U_b = 2\,U_{ao}$, also $\cot \alpha = U_{ao}/I_{ao}$. Definitionsgemäß ist $\cot \alpha = 2\,R_L$ und $U_{ao}/I_{ao} = R_{ak}$, so daß die Anpassungsbedingung erfüllt ist.
Für den Wechselstrom I_o und die Wechselspannung U_o (effektive Werte) gilt:

$$I_o = \sqrt{\frac{P_o}{R_L}} \quad \text{und} \quad U_o = \sqrt{P_o \cdot R_L}\,. \quad (1)$$

Jede der Röhren liefert die Hälfte von I_o. Die Röhrenströme sind $I_{ao} \pm {}^1/_2\,I_o \sqrt{2} \cdot \sin \omega t$ (siehe Bild 4). Bei Aussteuerung

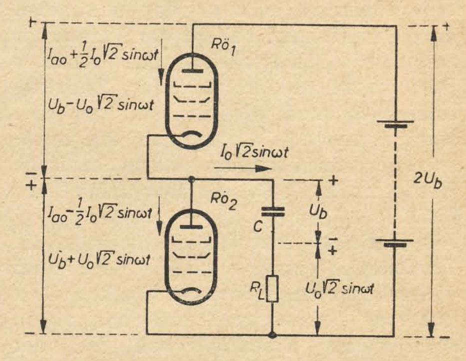


Bild 4: Schaltung von Bild 3 mit Angabe der Ströme und Spannungen. An Stelle des Lautsprechers ist ein Belastungswiderstand R_L eingezeichnet

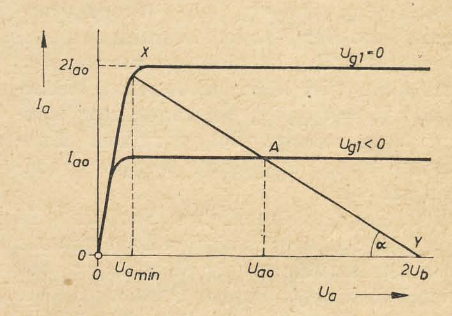


Bild 5: Idealisierte Pentodenkennlinien und Arbeitskennlinie XY

(maximales Signal) wird die ganze Arbeitskennlinie XY durchlaufen und I_a schwingt von Null bis $2\,I_{ao}$. Dann ist

$$I_{ao} = {}^1/_2\, I_o \sqrt{2}. \qquad (2)$$

U_a schwingt von $U_{a\,min}$ (ungefähr Null) bis $2\,U_b$, so daß

$$U_{ao} = U_o \sqrt{2}. \qquad (3)$$

Für die Spannung $2\,U_b$ der Speisequelle gilt folglich:

$$2\,U_b = 2\,U_{ao} = 2\,U_o \sqrt{2}. \qquad (4)$$

Die Leistung P_b, die die Quelle liefert, ist

$$P_b = 2\,U_b \cdot I_{ao} = 2\,U_o \sqrt{2} \cdot {}^1/_2\, I_o \sqrt{2}$$
$$= 2\,U_o \cdot I_o = 2\,P_o,$$

worin man bestätigt sieht, daß der Wirkungsgrad 50% ist.

Ohne Signal liefert die Speisequelle dieselbe Leistung $P_b = 2\,P_o$, die dann völlig in den Röhren verbraucht wird, in jeder Röhre also eine Leistung $P_o = U_b \cdot I_{ao}$ (was zweimal soviel ist wie bei Aussteuerung). Man ersieht daraus, daß die maximale Wechselstromleistung, die die Schaltung liefern darf, gleich der maximalen Anodenverlustleistung bei fehlendem Eingangssignal ist. Diese Größe ist durch die Röhrendaten vorgegeben, z. B. 12 W bei der EL 86. Wegen der eingeführten Näherungen ist P_o in Wirklichkeit etwas kleiner, nämlich 10 W.

Für $P_o = 10$ W, $R_L = 800\,\Omega$ ist nach Gl. (1): $I_o = 112$ mA, $U_o = 90$ V. Die Einstellung der Röhre folgt nun aus den Gl. (2) und (3):

$$I_{ao} = 79 \text{ mA}, \quad U_{ao} = 127 \text{ V}.$$

Die Speisespannung muß nach Gl. (4) betragen: $2\,U_b = 254$ V. Dieser Betrag muß noch um $2\,U_{a\,min}$ vergrößert werden (und, wenn die negative Gittervorspannung von $Rö_2$ im Bild 4 in einem Katodenwiderstand erzeugt wird, auch noch um $|U_{g1}|$).

Für maximale Leistungen P_o kleiner als 10 W kann man einen kleineren Ruhestrom bei entsprechend niedrigerer Speisespannung einstellen. Die Berechnung des Arbeitspunktes erfolgt ganz in derselben Weise wie oben.

Gegenkopplung

Wie bereits bemerkt wurde, besteht einer der Vorteile, die das Arbeiten ohne Ausgangstransformator bietet, in der unbeschränkten Anwendung der Gegenkopplung. Es ist sogar ohne Gefahr einer Instabilität möglich, bestimmte Kombinationen negativer und positiver Rückkopplungen (Gegen- bzw. Mitkopplung) herzustellen, um damit, wie wir sogleich zeigen werden, eine besonders weitgehende Verminderung der Verzerrung zu bewirken.

So ist in der Schaltung nach Bild 6 dadurch eine Gegenkopplung vorhanden, daß ein Teil des Ausgangsstromes I_o (der proportional der Ausgangsspannung ist) über den Widerstand R_5 durch den Katodenwiderstand R_3 geführt wird; gleichzeitig besteht positive Rückkopplung in der Vorstufe, da die Systeme I und II von $Rö_1$ einen gemeinsamen Katodenwiderstand R_3 benutzen.

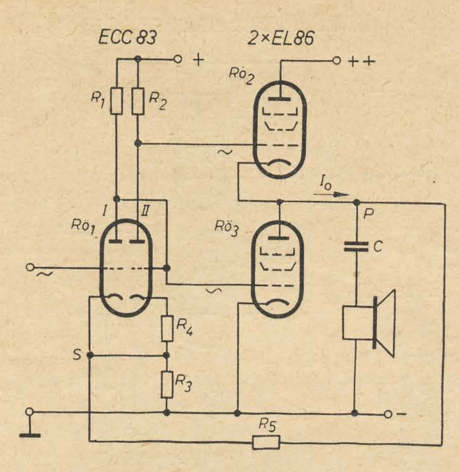


Bild 6: Seriengegentaktschaltung. Die Vorstufe, mit Triode I, steuert die Endröhre $Rö_3$ und auch die Phasenumkehrröhre II, die die Steuerspannung für $Rö_2$ liefert. (Für das Verständnis nicht wesentliche Einzelteile, wie Kopplungskondensatoren, sind nicht eingezeichnet.)

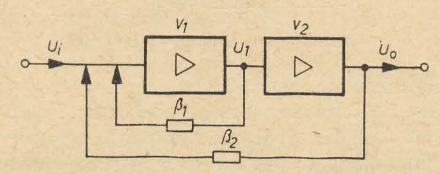


Bild 7: Kaskadenschaltung von zwei Verstärkern V_1 und V_2, von denen V_1 in sich selbst rückgekoppelt ist über den Weg mit dem Rückkopplungsfaktor β_1, und wobei Rückkopplung des Ganzen über β_2 erfolgt

Den Effekt einer kombinierten Gegen- und Mitkopplung wollen wir an Hand eines einfachen Falles deutlich machen. Im Bild 7 stellen V_1 und V_2 zwei in Kaskade geschaltete Verstärker dar, z. B. eine Vorstufe und eine Endstufe. Die Verstärkungen bezeichnen wir auch mit V_1 bzw. V_2. Vom Ausgangssignal U_1 von V_1 wird der Teil $\beta_1 \cdot U_1$ (β = Rückkopplungsfaktor) nach dem Eingang von V_1 rückgekoppelt, und vom Ausgangssignal U_o von V_2 wird der Teil $\beta_2 \cdot U_o$ ebenfalls nach dem Eingang von V_1 rückgekoppelt. Ist U_i das zu verstärkende Signal, dann gilt:

$$U_1 = V_1 (U_i + \beta_1 \cdot U_1 + \beta_2 \cdot U_o)$$

und

$$U_o = V_2 \cdot U_1.$$

Hieraus folgt für die Gesamtverstärkung:

$$V = \frac{U_o}{U_i} = \frac{V_1 \cdot V_2}{1 - V_1 \cdot \beta_1 - V_1 \cdot V_2 \cdot \beta_2}$$
$$= \frac{V_1 \cdot V_2}{N},$$

wenn

$$N = 1 - V_1 \cdot \beta_1 - V_1 \cdot V_2 \cdot \beta_2.$$

In ähnlicher Weise findet man für die Gesamtverzerrung k, wenn k_1 bzw. k_2 die Verzerrungen der beiden Verstärker sind:

$$k = \frac{1}{N} k_1 + \frac{1 - V_1 \cdot \beta_1}{N} k$$
$$+ \frac{1 - V_1 \cdot \beta_1}{N} k_1 \cdot k_2.$$

Man sieht, daß etwas Besonderes geschieht, wenn man $V_1 \cdot \beta_1 = 1$ macht: es wird $k = k_1/N$, d. h., die Verzerrung des Verstärkers V_2 trägt überhaupt nicht mehr zur Gesamtverzerrung bei. Die resultierende Verzerrung k_1/N ist bestimmt durch die meistens ohnehin schon geringe Verzerrung k_1 des ersten Verstärkers und durch die Größe N, die bei $V_1 \cdot \beta_1 = 1$ in $-V_1 \cdot V_2 \cdot \beta_2$ übergeht. Der absolute Wert von $V_1 \cdot V_2 \cdot \beta_2$ kann erheblich größer sein als 1. In diesem Falle ist die Gesamtverzerrung k sogar noch viel kleiner als k_1. Die Gesamtverstärkung V wird in absolutem Wert gleich $1/\beta_2$ (also unabhängig von V_2).

Die Bedingung $V_1 \cdot \beta_1 = 1$ kann für einen großen Frequenzbereich erfüllt werden, wenn V_1 und β_1 in diesem Bereich reell sind, d. h., wenn der Verstärker V_1 und der Rückkopplungsweg mit dem Rückkopplungsfaktor β_1 keine phasenverschiebenden Elemente enthalten. In einer Vorstufe läßt sich dies ohne Mühe mit guter Näherung verwirklichen. Das bedeutet, daß der Verstärker V_1 eine bis an den Schwingeinsatz reichende positive Rückkopplung β_1 aufweist. Dies braucht jedoch nicht zu bedeuten, daß die Kombination V_1, β_1, V_2, β_2 (Bild 7) labil ist. Sind die beiden Verstärker und ihr Rückkopplungsweg frei von ungünstige Phasenverschiebungen verursachenden Elementen, so kann man, indem man die Rückkopplung β_2 negativ macht, die ganze Schaltung stabil halten. Ein Ausgangstransformator nun ist ein Element, das unvermeidlich derartige Phasenverschiebungen bewirkt, daß die Stabilität in Gefahr gerät. Erst dadurch, daß dieser Transformator überflüssig wurde, sind Schaltungen des besagten Typs realisierbar geworden.

Ausführungsbeispiele

NF-Verstärker für ein Rundfunkgerät

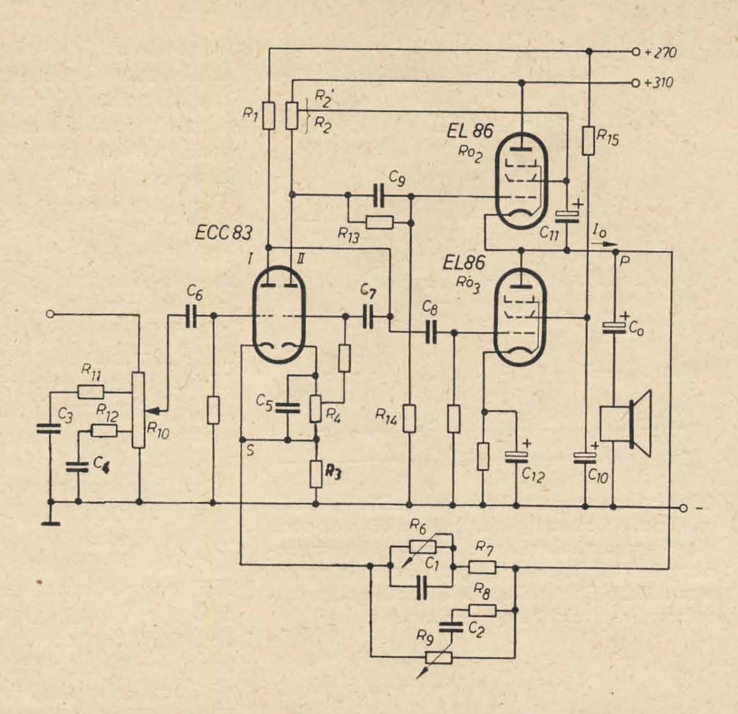
Bild 8 zeigt eine Schaltung, wie sie in einem Rundfunkgerät benutzt werden kann. Man hat hier den Gegenkopplungswiderstand R_5 vom Bild 6 durch zwei Netzwerke C_1, R_6, R_7 und C_2, R_8, R_9 ersetzt. In diesen sind die Klangregler aufgenommen: R_6 für die tiefen, R_9 für die hohen Töne.

Für die tiefen Töne gilt folgendes: C_1 vermindert die Gegenkopplung für die niedrigen Frequenzen, so daß diese relativ mehr verstärkt werden. Je nach Bedarf kann man die Wirkung von C_1 herabsetzen (also die tiefen Töne abschwächen), indem man den Widerstand R_6 erniedrigt. Der feste Widerstand R_7 sorgt dafür, daß die Gegenkopplung nicht allzu stark werden kann.

Für die Regelung der hohen Töne sind die Werte von C_2 und R_8 so gewählt, daß durch diesen Zweig in der Hauptsache die Komponenten mit den höheren Tonfrequenzen laufen. Schiebt man den Schleifkontakt von R_9 im Bild 8 nach rechts, so liegt ein größerer Teil von R_9 mit diesem Zweig in Serie, die Gegenkopplung nimmt ab, und die hohen Töne werden somit stärker.

An der hohen Seite des Hörspektrums nimmt die Verstärkung infolge der Anodenkapazität der Endröhren und des Miller-Effektes (Rückwirkung von Anode

Bild 8: Das Schaltbild von Bild 6 in weiter ausgearbeiteter Form. R_{10} Lautstärkeregler mit den Zweigen R_{11}, C_3 und R_{12}, C_4 für „physiologische Lautstärkeregelung“



auf Steuergitter) ab. Zur Kompensation dieser Abnahme ist der Katodenwiderstand R_4 des Systems II der Phasenumkehrröhre $Rö_1$ mit einem Kondensator C_5 überbrückt. Dieser schwächt die Gegenkopplung in der Phasenumkehrstufe ab, vergrößert also die Verstärkung, und zwar in um so stärkerem Maße, je höher die Frequenz ist.

Einen Eindruck von den Resultaten, die mit einem Verstärker nach der beschriebenen Schaltung erzielt worden sind, erhält man aus den Bildern 9 und 10.

Als Maß für die Empfindlichkeit eines Verstärkers wählt man gewöhnlich die Eingangsspannung, die erforderlich ist, um eine Ausgangsleistung von 50 mW bei 1000 Hz zu erzeugen. Diese Spannung ist hier 24 mV, ein normaler Wert für den Niederfrequenzteil eines Rundfunkgerätes.

Die Gegenkopplung reduziert den inneren Widerstand der Endstufe auf etwa 20 Ω, einen Wert, der im Vergleich zum Belastungswiderstand (800 Ω) niedrig ist. Dies ist günstig für eine gleichmäßige Wiedergabe der sehr tiefen Töne (Dämpfung der Lautsprecherresonanz).

Einige Aufmerksamkeit erfordert bei der Seriengegentaktschaltung die Speisung der Schirmgitter der Endröhren.

Das Schirmgitter muß eine Gleichspannung haben, die ungefähr ebenso groß ist wie die Anodengleichspannung, wobei zwischen Schirmgitter und Katode keine Wechselspannung liegen darf.

Wir untersuchen zunächst, in welcher Weise dieses Ideal bei $Rö_3$ angenähert erreicht werden kann (Bild 8). Hier wird das Schirmgitter über den Widerstand R_{15} gespeist, während der Elektrolytkondensator C_{10} (in Serie mit C_{12}) eine niedrige Impedanz zwischen Schirmgitter und Katode bildet. Der Schirmgitterstrom (etwa 5 mA) macht nur einen kleinen Teil des mittleren Katodenstromes aus. Dieser Bruchteil ist nicht konstant, er nimmt mit der Amplitude des Signals am Steuergitter zu. Der mittlere Wert des Schirmgitterstromes schwankt also mit der Signalstärke, so daß das Vorhandensein des Serienwiderstandes R_{15} zur Folge hat, daß die Schirmgitterspannung mitschwankt; je stärker das Signal, desto niedriger die Schirmgitterspannung. Diese Erscheinung verkleinert die Leistung, welche die Röhre zu liefern vermag. Um dieses Übel zu vermindern, muß man R_{15} möglichst niedrig halten, also das Schirmgitter aus einer Quelle speisen, deren Spannung den erforderlichen Mindestwert möglichst wenig überschreitet. Aus diesem Grund wird es im Bild 8 nicht aus der Quelle von 310 V gespeist, sondern aus der von 270 V (die auch das System I von $Rö_1$ und den Hochfrequenzteil des Rundfunkgerätes speist). Besser noch wäre die Speisung mit einer festen Spannung von etwa 155 V. Man kann diese auf eine besonders einfache Weise erhalten, wenn die Spannung von 310 V durch einen Gleichrichter in Graetz-Schaltung erzeugt wird

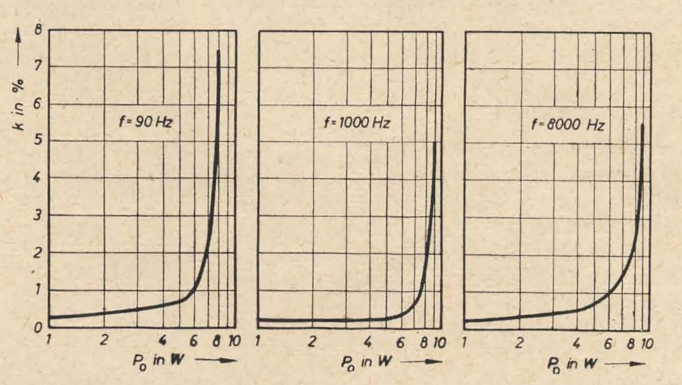


Bild 9: Verzerrung k, gemessen an einem Verstärker nach Bild 8, in Abhängigkeit von der abgegebenen Leistung P_0 bei den Frequenzen 90, 1000 und 8000 Hz. Beide Klangregler in Maximumstellung

(Bild 11): bringt man an der Transformatorwicklung eine Mittelanzapfung an, so kann man daran die halbe Gleichspannung abnehmen.

Nun ist noch die Endröhre $Rö_2$ (Bild 8) zu untersuchen. Die Anode besitzt hier ein festes Potential, während auf der Katode die Ausgangswechselspannung steht. Würde man das Schirmgitter unmittelbar mit der Anode verbinden, so wäre der Lautsprecher nahezu über C_{11} und die Speisequelle kurzgeschlossen. Es muß hier also immer eine gewisse Impedanz zwischen Schirmgitter und Anode vorhanden sein (zumindest wenn man nicht eine gesonderte Speisequelle für dieses Schirmgitter benutzen will). Diese Impedanz muß hoch sein in bezug auf die Lautsprecherimpedanz (zu der sie ja parallel steht), andererseits keinen hohen Gleichstromwiderstand haben, sonst würde die Schirmgitterspannung dann zu weit unterhalb der Anodenspannung liegen und außerdem zu sehr von der Signalstärke abhängig werden (siehe oben). In mancher Hinsicht besitzt eine Drossel hier Vorteile gegenüber einem Widerstand, aber damit würde man wieder ein phasenverschiebendes Element einführen. Im Bild 8 wurde ein Kompromiß zwischen einem nicht zu hohen und einem nicht zu niedrigen Widerstand geschlossen durch Verbindung des Schirmgitters mit einer geeignet gewählten Anzapfung am Anodenwiderstand R_2 der Phasenumkehrröhre.

Eine elegantere Lösung zeigt Bild 12. Hier ist der Lautsprecher zwischen Schirmgitter und Anode geschaltet. Der Ausgangswechselstrom I_0 läuft ohne Verlust (abgesehen von dem Teil, der zur Gegenkopplung dient) über C_{11} durch den Lautsprecher. Der Kondensator C_0 kommt in Wegfall. Daß durch den Lautsprecher auch der Schirmgitterstrom fließt, bedeutet keinen Nachteil.

Vervollkommnete Schaltung

Man hat vielleicht bemerkt, daß im Bild 8 (aus dem man den Ausgangstransformator mit seiner Phasenverschiebung herausnahm) trotzdem wieder phasenverschiebenden Elementen Zutritt gewährt war, nämlich den Klangregelungsnetzwerken im Rückkopplungskreis. Im Prinzip ist eine solche Lösung tatsächlich nicht ideal. Daß sie trotzdem zur Anwendung gelangt, ist darauf zurückzuführen, daß man mit ihr eine Vorverstärkerstufe erspart (die zusätzliche Verstärkung tiefer und hoher

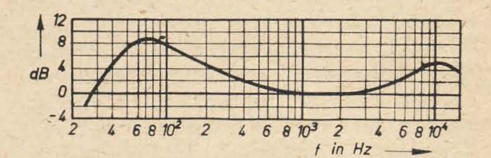


Bild 10: Ausgangsspannung bei konstanter Eingangsspannung, gemessen an einem Verstärker nach Bild 8 bei Belastung durch einen Widerstand von 800 Ω, in Abhängigkeit von der Frequenz. Beide Klangregler in Maximumstellung

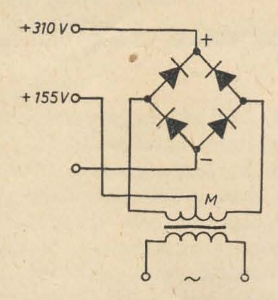


Bild 11: Gleichrichter in Graetz-Schaltung. Die Mittelanzapfung M an der Transformatorwicklung kann zur Speisung des Schirmgitters von $Rö_3$ im Bild 8 benutzt werden

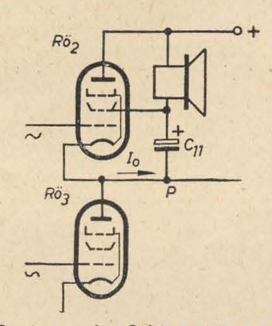


Bild 12: Speisung des Schirmgitters von $Rö_2$ im Bild 8 über den Lautsprecher. Der Ausgangsstrom I_0 (vermindert um den Gegenkopplungsstrom) fließt durch C_{11} und den Lautsprecher

Töne wird hier ja durch Verminderung der Gegenkopplung erreicht), und selbst bei der schwächsten Gegenkopplung ist die Verzerrung immer noch erheblich kleiner als die in einer normalen Schaltung mit einem mittleren Ausgangstransformator.

Strebt man nach äußerster Vervollkommnung, dann muß man die Gegenkopplung frei von Phasenverschiebung halten und dafür sorgen, daß die Klangregelung in einer vor dem 1. System der ECC 83 angeordneten Zusatzstufe erfolgt. An einem auf diese Weise ausgeführten Verstärker wurden folgende Verzerrungen gemessen:

Ausgangsleistung in W	10,4	9,25	4	1
Verzerrung in %	0,30	0,11	0,05	0.03

Um bei dieser Messung ein Eingangssignal zu erhalten, das selbst hinreichend verzerrungsfrei ist, ist es nötig, zwischen dem Tongenerator und dem Verstärker ein Filter einzufügen. Die Harmonischen im Ausgangssignal des Verstärkers werden mit einem Spektralanalysator gemessen, mit dem man die Harmonischen der Reihe nach bestimmt.

Bild 13 zeigt die Amplituden- und die Phasenkennlinie dieses Verstärkers in Abhängigkeit von der Frequenz. Man sieht, daß die Verstärkung erst bei 250 kHz, also weit im Ultraschallgebiet, um 3 dB abgenommen hat und daß die Phasenverschiebung im hörbaren Gebiet nicht mehr als einige Grade beträgt. Bei 10 W Ausgangsleistung beträgt der Wirkungsgrad dieser Endstufe gut 42%, was einen sehr befriedigenden Wert darstellt. Der einzige Widerstandswert, der kritisch ist, ist der des Katodenwiderstandes der Phasenumkehrröhre (R_4), welcher innerhalb

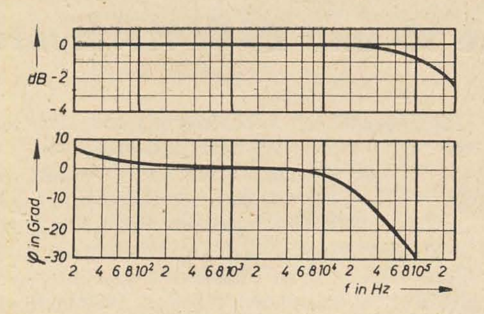


Bild 13: Amplitudenkennlinie (oben) und Phasenkennlinie (unten) eines vervollkommneten Verstärkers mit Seriengegentaktschaltung

2% genau sein muß, alle anderen Widerstandswerte dürfen 10% vom Nennwert abweichen.

Diese zwei Beispiele mögen hier genügen. Es sei lediglich noch erwähnt, daß auch in vielen anderen Fällen die Mannigfaltigkeit der jetzt eröffneten Gegenkopplungsmöglichkeiten willkommen sein wird; sie gestattet die Verwirklichung von allerlei besonderen Schaltungen, was bisher durch den Ausgangstransformator verhindert wurde.

Leicht überarbeitete und gekürzte Wiedergabe des gleichnamigen Artikels aus Philips' Technische Rundschau Nr. 1 (1957/58), S. 1 bis 10, mit freundlicher Genehmigung der Schriftleitung

Der Thyristor

Der Thyristor ist ein neuer Hochfrequenzschalttransistor, mit dem stetige Ströme von einem Kreis zu einem anderen in Zeitabständen von $2 \cdot 10^{-8}$ Sekunden geschaltet werden können. Das Ein- und Ausschalten geschieht dadurch, indem kleine Energieimpulse mit der richtigen Polarität an den Basiskreis gelegt werden. Von RCA wird dieser Transistor als ein geänderter Legierungs-Verbindungs-Transistor beschrieben. Eine neuartige Eigenschaft liegt in der neuen Form des Kollektorkontaktes, der die sehr hohe Schaltgeschwindigkeit ermöglicht. Der Thyristor, der sich noch in der Entwicklung befindet, kann entweder als ein bistabiles Schaltelement oder als ein konventioneller Hochfrequenztransistor sowohl in Schalt- als auch in Verstärkerstufen verwendet werden.

Ähnliche Bauelemente, die von der Firma Philco erwähnt wurden, sind eine neue Art von Feldbeschleunigungs-Transistoren, deren Herstellung auf Grund eines neuen Verfahrens möglich war. Derartig hergestellte Verstärkerelemente stehen für verschiedene Spannungen und Frequenzen zur Verfügung. Sie können noch bei Frequenzen von 250 bis 1000 MHz verwendet werden. Die allgemeine Verstärkung beträgt bei 200 MHz etwa 10 dB und bei 100 MHz mehr als 16 dB. Eine logische Weiterentwicklung dieser Elemente ist die Entwicklung eines Höchstgeschwindigkeitsschalters. Dabei wird jetzt die Schaltzeit in Lichtfuß an Stelle von Mikrosekunden angegeben. Die neuen Elemente schalten in einer Zeit von 10 Lichtfuß ein oder aus. Diesen Transistoren wurde, obwohl sie sich schon in Produktion befinden, noch keine Bezeichnung gegeben.

Nach „Radio-Electronics" Dezember 1957, S. 6

Ein Fernsehumsetzer von Rohde & Schwarz

Zur Versorgung tief eingeschnittener Gebirgstäler mit Fernsehprogramm werden Kleinsender oder Umsetzer verwendet. Der von Rohde & Schwarz entwickelte Umsetzer HS 591 eignet sich für beliebige Kanalwechsel in den FS-Bändern I und III. Er besteht aus einem fest abgestimmten HF-Empfänger für den zu empfangenden Kanal mit Quarzoszillator und Mischstufe, einem ZF-Teil mit Verstärker, Laufzeitenentzerrung und Regelspannungserzeugung, aus einem Sendeteil mit zweiter Mischstufe, Quarzoszillator und Endverstärker und aus dem Stromversorgungsgerät mit Netzspannungskonstanthalter.

Die umgesetzte Ausgangsfrequenz muß sich um wenigstens zwei Kanalbreiten von der empfangenen Eingangsfrequenz unterscheiden, also minimal um 14 MHz; im übrigen kann die Empfangs- oder Sendefrequenz beliebig im Bereich 47 ··· 68 und 174 ··· 223 MHz liegen. Die beiden Quarzoszillatoren werden für die jeweils benutzten Kanäle ausgewechselt; die betriebliche Frequenzkonstanz beträgt mindestens ±500 Hz über einen Monat, auch wenn die versorgende Netzspannung zwischen —15% und +10% schwankt. Eine Frequenznachstellung kann im Bereich von ±7 MHz durch Nachtrimmen erfolgen. Werden größere Frequenzänderungen erforderlich, so müssen die Spulen ausgewechselt werden.

Die Empfangs-Grenzempfindlichkeit des Gerätes ist besser als 10 kT_0, die zulässige Eingangsspannung beträgt zwischen 100 μV und 10 mV. Die eingebaute Regelung hält die Ausgangsspannung bei der für derartige Umsetzer vorgeschriebenen Ausgangsleistung von maximal 0,5 W und bei voller Ausnutzung des Variationsbereiches der Eingangsspannung auf —1 ··· +0,5 dB konstant. Die Regelzeitkonstante ist dabei kleiner als 1 s. Schwankt die Modulation zwischen 10 und 100%, so liegt die dabei auftretende Steilheitsänderung der Umsetzerkennlinie unter 10% des Mittelwertes. Die Amplituden etwa auftretender Oberwellen sind kleiner als 1% der Bildträgeramplitude; das gleiche gilt für Nebenwellen. Die an den koaxialen 60-Ω-Eingang gelangende Oszillatorspannung liegt unter 200 μV. Der Störspannungsabstand auf den Schwarz-Weiß-Sprung bezogen beträgt über 40 dB bei 10 mV Eingangsspannung. Das mit 23 Langlebensdauerröhren bestückte Gerät besitzt einen magnetischen Spannungskonstanthalter, der Netzspannungsschwankungen zwischen —30 und +15% ausgleicht. *tae-*

Ing. G. KUCKELT

Moderne 10- und 20-W-Normverstärker aus der CSR

In der elektroakustischen Abteilung der volkseigenen Fonowerke der CSR wurden zwei Normverstärkertypen mit eisenloser Endstufe entwickelt.

Bild 1 zeigt die Schaltung des 20-W-Verstärkers VZ 2. Die erste Stufe mit der Doppeltriode ECC 83 dient zur Erzeugung eines gegen Masse symmetrischen Steuersignals für die zweite Vorstufe. Wie eine genauere Betrachtung der Schaltung ergibt, ist es gleichgültig, ob man ein symmetrisches Signal zwischen die Klemmen 1 und 2 oder ein unsymmetrisches Signal zwischen 1 und 3 oder 2 und 3 legt. Auf jeden Fall entsteht an den Arbeitswiderständen R_{33} und R_{34} eine symmetrische Ausgangsspannung. Zur Vollaussteuerung muß den Eingangsklemmen eine Spannung von etwa 1,5 V zugeführt werden.

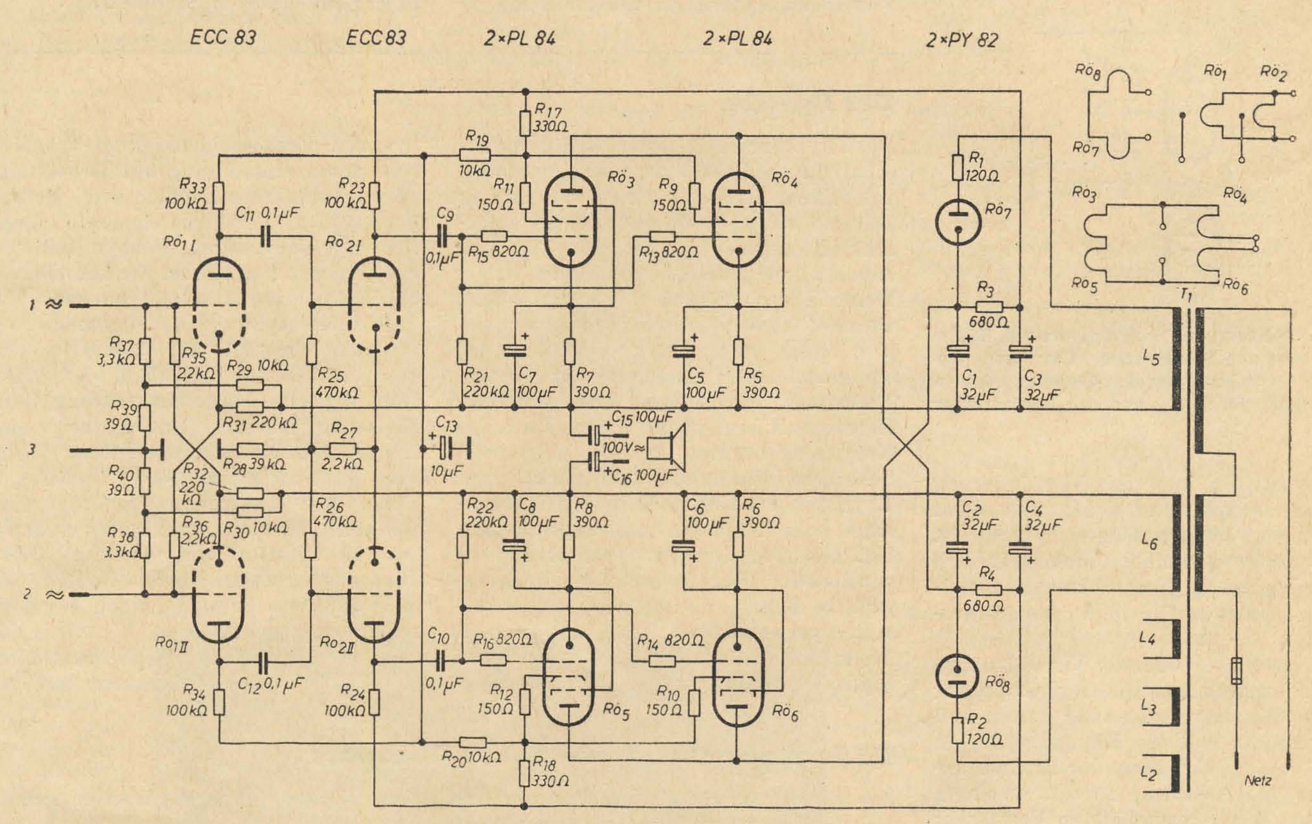


Bild 1: Schaltbild des 20-W-Verstärkers Supraphon VZ 2

In der zweiten Vorstufe, die ebenfalls mit der ECC 83 bestückt ist, wird infolge der außerordentlich starken Gegenkopplung eine vollkommene Symmetrierung der Steuerspannung für die Endstufen erreicht (Katodenwiderstand R_{28}). Die Endstufe arbeitet in Gegenparallelschaltung. Die wichtigsten Vorteile, die mit dieser Schaltungsart erzielt werden sollen, sind: eine gerade Frequenzkurve, geringe Form- und Intermodulationsverzerrung auch bei voller Ausgangsleistung und möglichst geringer innerer Widerstand des Verstärkers, um die Eigenresonanzen des Lautsprechers gut zu dämpfen.

Ein zweckmäßiger Weg zur Verringerung des inneren Widerstandes ist die Spannungsgegenkopplung, die auch die Verzerrungen herabsetzt. Bei Pentoden ist es jedoch schwierig, allein hiermit den inneren Widerstand so weit herabzusetzen, wie es für diesen Verstärker gefordert war (einige Prozente der Belastungsimpedanz). Eine zu starke Gegenkopplung über etwa 20 dB kann infolge der Phasendrehung zu Unstabilitäten führen. Hierfür ist hauptsächlich der Ausgangstransformator verantwortlich zu machen, weshalb die transformatorlose Schaltung gewählt wurde.

Die Hauptforderung beim Entwurf der Endstufe war die Übereinstimmung mit der Norm CSN 36 7430. Bei einer genormten Ausgangsspannung von 100 V ergibt sich für den 10-W-Verstärker eine Ausgangsimpedanz von 1 kΩ, für den 20-W-Verstärker eine solche von 500 Ω. Mit zwei PL 84 als Endröhren in Gegenparallelschaltung erhält man einen Ausgangswiderstand von 1 kΩ. Für den 20-W-Verstärker wurden je zwei parallelgeschaltete PL 84 eingesetzt, der Ausgangswiderstand beträgt 500 Ω.

Die Stromversorgung des Verstärkers wird durch das Gegenparallelprinzip der Endstufe sehr einfach, da die Siebung sehr sparsam ausgeführt ist (keine Drosseln). Trotzdem wird der Fremdspannungsabstand mit 75 dB angegeben.

Der Verstärker enthält mehrere negative und eine positive Rückkopplungsschleife. Die erste negative Rückkopplung entsteht dadurch, daß die Endstufen in Anodenbasisschaltung arbeiten (Bild 2). Die zweite negative Rückkopplung ergibt sich durch die Spannungsteiler R_{17}, R_{19} und R_{18}, R_{20}. An diesen Spannungsteilern wird nicht nur die Schirmgittergleichspannung abgenommen, sondern sie führen auch gleichzeitig (über den inneren Widerstand des Netzteils) einen Teil der Ausgangswechselspannung an die Schirmgitter (Bild 3).

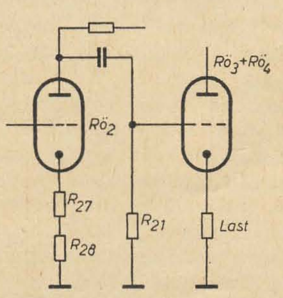


Bild 2: Prinzip der negativen Rückkopplung von der Endstufe (Anodenbasisstufe) über Last

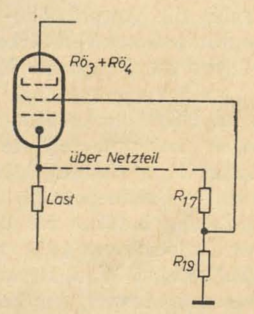
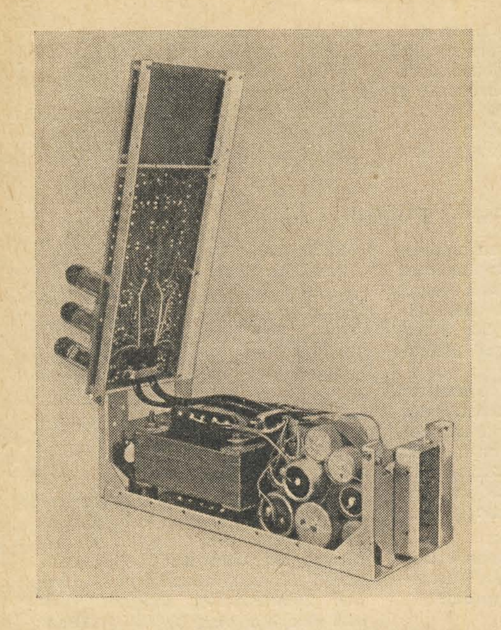


Bild 3: Prinzip der Gegenkopplung über das Schirmgitter



Technische Daten

	10 W	20 W
Nennleistung:	10 W	20 W
Ausgangsspannung:	100 V	
Belastungsimpedanz:	1 kΩ	0,5 kΩ
Innerer Widerstand:	20 Ω	10 Ω
Eingangsimpedanz:	1,6 kΩ	
Eingangsspannung:	1,55 V symmetrisch und unsymmetrisch	
Frequenzgang bei Nennleistung:	zwischen 10 Hz und 0,3 MHz ± 3 dB	
Klirrfaktor im hörbaren Frequenzbereich:	< 0,3% bei Nennleistung	
Fremdspannungsabstand:	> 75 dB	
Netzleistungsaufnahme:	≈ 60 W	≈ 100 W
Gewicht:	3,0 kg	5,6 kg
Abmessungen in mm:	290 × 200 × 109	

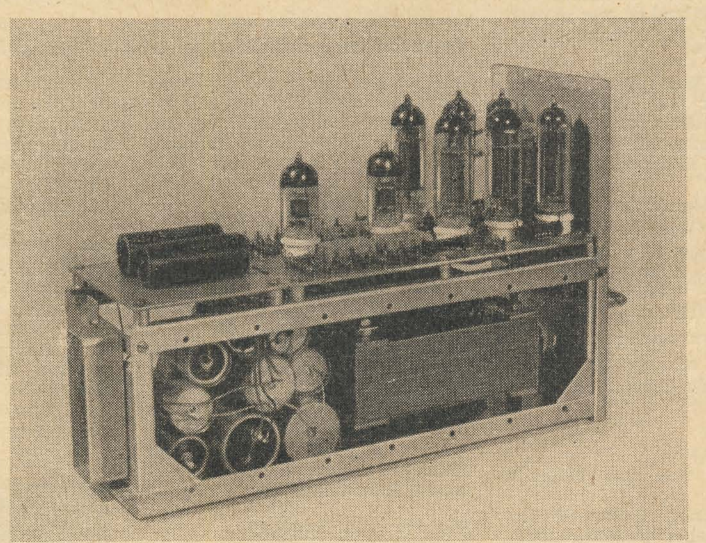


Bild 4: Chassis des 20-W-Verstärkers VZ 2. Oben mit hochgeklappter gedruckter Schaltungsplatte

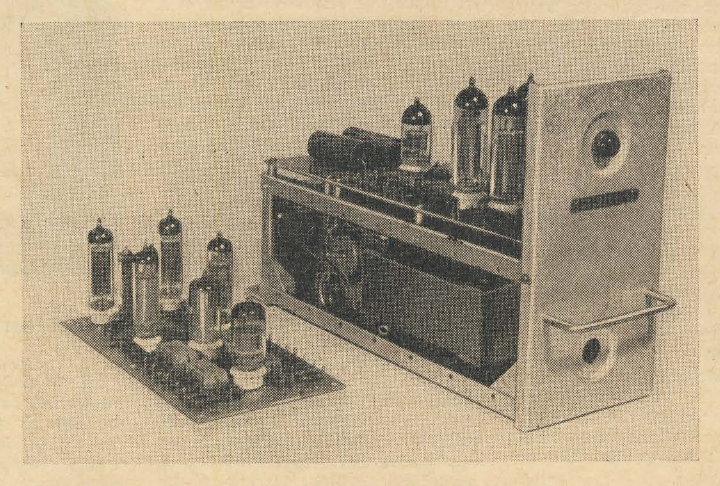


Bild 5: Neben dem 20-W-Verstärker die Schaltungsplatte für die 10-W-Ausführung VZ 1 h

Die dritte negative Rückkopplung besteht in der Rückführung der Ausgangsspannung über die Widerstände R_{31} und R_{32} auf die Katoden der Eingangsstufe. Durch diese Maßnahmen wird der Ausgangswiderstand des Verstärkers auf weniger als 2% der Anpassungsimpedanz gesenkt.

Um die geforderte Empfindlichkeit von 1,5 V am Eingang zu gewährleisten, wurde eine schwache positive Spannungsrückkopplung eingeführt, die vom Ausgang über R_{29}, R_{39} und R_{30}, R_{40} auf die Gitter der Eingangsröhren wirkt. Als weitere negative Rückkopplung arbeitet der bereits erwähnte nicht überbrückte gemeinsame Katodenwiderstand R_{28} der zweiten Vorverstärkerstufe.

Sämtliche beschriebenen Rückkopplungen sind vollkommen symmetrisch und unterdrücken neben ihrer günstigen Wirkung auf die sonstigen Eigenschaften des Verstärkers jede Unsymmetrie des Signals, die irgendwo in der Schaltung entstehen könnte. Die Eingangsstufe und die zweite Vorstufe können mit beliebigen Doppeltrioden bestückt werden. Bei der Erprobung des Verstärkers wurde ein Zweig der beiden Vorstufen mit der ECC 85 bestückt, der andere dagegen mit der ECC 83. Ein Unterschied gegenüber der richtigen Bestückung konnte durch Messungen am Ausgang nicht festgestellt werden! Die Eigenschaften des Verstärkers verschlechterten sich auch nicht wesentlich durch Widerstände in der ersten Vorstufe, die um 100% von ihrem Sollwert abwichen. Lediglich die Widerstände R_7, R_8, R_5, R_6, R_{19}, R_{20}, R_{29} und R_{30} sollen nicht mehr als 10% von ihrem Sollwert abweichen. Alterungserscheinungen der Elektronenröhren gehen selbstverständlich auch kaum in die Eigenschaften des Verstärkers ein. Der Klirrfaktor ist über den gesamten hörbaren Frequenzbereich < 0,3%. An den Ausgang kann ein üblicher niederohmiger Lautsprecher über einen gangbaren Anpassungstransformator oder ein Lautsprecher mit hochohmiger Schwingspule direkt angeschlossen werden. Die Werte der Belastungsimpedanz brauchen nicht genau eingehalten zu werden. Die Ausgänge einzelner Verstärker können bei Parallelbetrieb verbunden werden.

Der 10-W-Verstärker hat den gleichen mechanischen Aufbau wie der 20-W-Typ, er arbeitet aber nur mit den Endröhren $Rö_3$ und $Rö_5$.

Als Standardbestückung werden die Röhren 2 × ECC 83, 4 × PL 84 (bzw. 2 × PL 84 für den 10-W-Verstärker) und 2 × PY 82 empfohlen. Ohne Schaltungsänderungen und bei Einhaltung der geforderten Verstärkereigenschaften können aber auch die Röhren ECC 85, ECC 81, ECC 82, UL 84, EL 86, PL 82, EL 82, PY 83, PY 81, UY 82, UY 85 (für den 10-W-Typ) eingesetzt werden.

Beim Aufbau der Verstärker wurde mit Erfolg von der Technik der gedruckten Schaltungen Gebrauch gemacht.

Nach „Sdelovaci Technika" Nr. 6 (1957)

Nachrichten und Kurzberichte

▼ **Ein Wettbewerb um die besten Produktionsergebnisse** auf verschiedenen Gebieten der Fernmeldetechnik wurde zwischen den TESLA-Werken Roznow im Bezirk Gottwaldow und dem Werk II (Oberschöneweide) des VEB Funkwerk Köpenick abgeschlossen. Alle drei Monate soll eine Auswertung des Wettbewerbes erfolgen.

▼ **Seit dem 2. Februar d. Js.** strahlt der UKW-Sender Berlin-Müggelberge auf 92,8 MHz ein zweites Programm des Berliner Rundfunks aus. Das Programm des Deutschlandsenders kann auf 98,2 MHz (UKW-Sender Berlin-Stadthaus) empfangen werden.

▼ **Dreiwöchige Lehrgänge** über „Anwendung radioaktiver Isotope in der zerstörungsfreien Werkstoffprüfung" finden unter Leitung von Herrn Prof. Dr. E. Schiebold an der Hochschule für Schwermaschinenbau in Magdeburg statt.
Alle erforderlichen Unterlagen sind von der Bezirksleitung der Kammer der Technik Magdeburg, Humboldtstraße 14, zu erhalten.

▼ **DIN 41 853,** Normblatt über Begriffe bei Halbleiterdioden, ist im November erschienen.

▼ **Über Fernsehweitempfang** wird aus Stockholm berichtet. Einem schwedischen Fotografen gelang es, das Programm des tschechoslowakischen Fernsehens und weiterer elf europäischer Fernsehsender zu empfangen und zu fotografieren.

▼ **Berichtigung:** In Nr. 3 (1958) hat sich in den Beitrag „Der Kaskodenverstärker" ein Fehler eingeschlichen. Auf Seite 69 in der zweiten Spalte muß es in der 8., 13. und 30. Zeile natürlich GB und nicht KB heißen, wie ja auch zum Teil aus Bild 3 ersichtlich.

▼ **Eine große Leistung** vollbrachte der VEB Stern-Radio Berlin mit der sortimentmäßigen Übererfüllung des Planes für 1957. Wie auf der III. Ökonomischen Konferenz des Betriebes am 15. Februar 1958 mitgeteilt wurde, haben die Arbeiter, Techniker, Ingenieure und Wirtschaftsfunktionäre des Betriebes ihren Sortimentsplan folgendermaßen erfüllt:

Gerätetyp	Plan	gefertigt
Einkreiser „Grünau"	30 000	40 001 = 133,3%
Mittelsuper „Berolina"	42 000	41 470 = 98,7%
Mittelsuper „Potsdam"	41 000	41 870 = 102,1%
Fernsehempfänger „Weißensee"	1 000	1 018 = 101,8%
Lautsprecher	234 000	249 127 = 106,3%
		Gesamtergebnis: 102,9%

Der Plan 1957 verlangte gegenüber dem von 1956 eine Steigerung der Produktion auf 160%. Geschafft wurde jedoch eine Steigerung auf 165,3%.

Wir sehen in Leipzig:

Bauelemente

Der VEB WBN „Carl von Ossietzky", Teltow, wird mit seinem gesamten Fertigungsprogramm vertreten sein. Neben den normalen Glanzkohleschichtwiderständen von 0,05 bis 200 W werden wieder Borkohleschichtwiderstände ausgestellt. Die Schwierigkeiten, die die Herstellung dieser Widerstände in großem Umfange verzögerten, sind überwunden. Die Bohrkohleschichtwiderstände können an die Verbraucher geliefert werden.
Neu im Widerstandsprogramm des WBN sind Metallschichtwiderstände in Form von Höchstohmwiderständen, die mit Auslieferungstoleranz von ± 3% bei Ohmwerten bis zu $10^{12}\,\Omega$ abgegeben werden. Neben den bewährten Entstörelementen von WBN Teltow werden auch voll entstörte Stecker mit Schraubenschluß gezeigt, mit denen völlige Störfreiheit bei UKW- und Fernsehempfang gewährleistet sein soll.
Ein Kleinstpotentiometer mit einem Durchmesser von 15,5 mm und einem Gewicht von etwa 8 g wurde vom VEB Elektro- und Radiozubehör Dorfhain entwickelt. Er ist als 0,1-W-Typ für folgende Widerstandswerte lieferbar:
1; 2,5; 5; 10; 25; 50; 100; 250; 500 kΩ
1; 2,5 MΩ
Neuentwickelte Schalter für die Nachrichten- und Meßgerätetechnik zeigt der VEB Elektrotechnik Eisenach auf dem Gemeinschaftsstand der RFT-Bauelemente im Sonderpavillon. Es handelt sich um folgende Typen:
Hartpapierstufenschalter mit ein, zwei oder mehreren Kontaktbahnen zu je 24 Kontakten; Preßstoffstufenschalter mit ein oder zwei Kontaktbahnen mit 13 oder 26 Raststellungen; Walzenschalter mit ein bis zwölf Schalteinheiten, sechs oder zwölf Raststellungen; Kleinstufenschalter mit ein oder zwei Kontaktbahnen mit zwölf Raststellungen.

Halbleiter

Neben den bekannten Flächentransistoren OC 810 und OC 811 ist der VEB WBN „Carl von Ossietzky", Teltow, u. a. mit Weiterentwicklungen, und zwar den Typen größerer Leistung OC 820, OC 821 und den neuen Typen OC 815 und OC 816, deren Grenzfrequenz über 200 kHz liegt, vertreten. Als weitere Neuheit des WBN sind auch die Flächengleichrichter auf Germaniumbasis mit Chassiskühlung für 7 A zu nennen.

Geräte für die Kerntechnik

In Halle V der Technischen Messe ist unter dem Titel „Meßgeräte und Laboreinrichtungen für die Kerntechnik" eine Kollektivschau des Amtes für Kernforschung und Kerntechnik der DDR zu sehen. An der Ausstellung beteiligen sich u. a. der VEB Vakutronik, Dresden, der VEB Carl Zeiss, Jena, das Institut für Gerätebau in Berlin und die Firma Friedrich Geyer Laboratoriumsapparate KG, Ilmenau.
Ein komplettes Isotopenlabor, das von der Firma Geyer ausgestellt wird, eignet sich ganz besonders für Arbeiten mit verhältnismäßig hohen Aktivitäten und ist das jüngste Ergebnis intensiver Forschungs- und Entwicklungsarbeit des bekannten thüringischen Betriebes. Auf dem zweiten Stand werden darüber hinaus moderne Apparaturen für automatische Kesselspeisewasserkontrolle, registrierende Gas-Chromatografie und Vakuumtechnik vorgeführt.

Fachausschuß „Filmtechnik" gebildet

Die Initiative der technischen Filmschaffenden zu gemeinsamer fachlicher Zusammenarbeit veranlaßte den Fachverband „Maschinenbau" der Kammer der Technik, einen Fachausschuß „Filmtechnik" zu bilden.
Der Ausschuß, dem Vertreter verschiedener Ministerien, der DEFA, des Deutschen Fernsehfunks sowie volkseigener und privater Betriebe der Filmtechnik angehören, gl.edert sich in fünf Fachunterausschüsse auf:

- Bild-Aufnahmetechnik;
- Tontechnik (Magnetton und Lichtton, Aufnahme, Bearbeitung und Wiedergabe);
- Kopierwerk-Technik;
- Filmtheater-Technik;
- Amateurfilme.

Zu Vorsitzenden des Fachausschusses wurden der Leiter der Zentralstelle für Filmtechnik, Ing. Meister, Berlin-Friedrichshagen, Peter-Hille-Straße 111, und Dipl.-Chemiker Brune, Technischer Leiter des VEB DEFA Kopierwerke Köpenick, gewählt.

Das Wort Magnetophon

wurde für Telefunken als Warenzeichen Nr. 707 086 in die Warenzeichenrolle eingetragen. Damit dürfen nur die von Telefunken hergestellten Tonbandgeräte unter der Bezeichnung Magnetophon auf den Markt gebracht werden.

Versuche mit Industriefernsehen in Rüdersdorf

Am 11. Februar wurde auf der Baustelle „Zementwerk III" in Rüdersdorf bei Berlin der Einsatz einer industriellen Fernsehanlage des VEB Werk für Fernmeldewesen, Berlin-Oberschöneweide, erprobt.

Mehr Fernsehempfänger

heißt die Devise der Prager Tesla-Werke. Die Produktion soll in diesem Jahr weiter gesteigert werden, um die große Nachfrage nach Fernsehgeräten in der CSR besser befriedigen zu können. Zur Zeit verläßt alle vier Minuten ein Fernsehgerät Typ „Manes" (siehe Bild) das Fließband. Die Tesla-Werke in Prag wollen 1958 150 000 Fernsehempfänger und 300 000 Rundfunkgeräte fertigen.

Ein Fernsehmikroskop

ist im Elektrotechnischen Institut in Leningrad entwickelt worden. Der Fernsehempfänger des Gerätes, auf dessen Bildschirm die vom Mikroskop eingefangenen Bilder erscheinen, kann bis zu 70 m entfernt vom Mikroskop aufgestellt werden. Damit wird es möglich, Laboratoriumsversuche mit Mikroskopen in Hörsälen vor einem breiten Zuschauerkreis zu demonstrieren. Die Anlage besteht aus einem gewöhnlich starken Mikroskop, einem Gerät zur Umwandlung und Verstärkung des von der Optik aufgenommenen Lichtes in elektrische Impulse und einer Spezialapparatur zur Übertragung dieser Impulse auf den Bildschirm sowie einem kompletten Speisungsaggregat.

Ein Fernsehturm

ist für Leningrad vorgesehen, der mit 315 m 15 m höher als der Eiffelturm sein wird. Die Rundfunk- und Fernsehanlagen sollen in etwa 200 m Höhe untergebracht werden. Sie werden erlauben, gleichzeitig zwei Schwarz-Weiß- und ein Farbfernsehprogramm zu senden.



RAFENA-Informationen für den Fernsehkundendienst

In den „Informationen" Nr. 6 vom Januar 1958 werden dem Servicedienst wieder wichtige und interessante Hinweise über Neuerungen der Fernsehempfänger des Jahres 1958 gegeben. In einem weiteren Artikel wird auf die Frage, ob die Röntgenstrahlung der Bildröhre ungefährlich ist, eingegangen. Interessant sind hierbei die Messungen über die Strahlungsintensität, die an den Fernsehbildröhren vom Typ MW 43—64 (ohne metallisierten Leuchtschirm), vom Typ MW 43—69 und vom Typ 53—20 (mit metallisierten Leuchtschirmen) vorgenommen wurden. — Immer wieder tritt das Problem der Spannungskonstanthaltung auf. Von den verschiedenen Geräten, die vollautomatisch oder manuell regelbar sind, wird hier der Spannungsgleichhalter „Voltus" ausführlich beschrieben. [Wie wir feststellten, handelt es sich bei diesem Beitrag um den, der in RADIO UND FERNSEHEN Nr. 20 (1957) von dem Autor W. Dietrich veröffentlicht wurde.] Weitere Beiträge behandeln die Störausstrahlung, den Einbau der Ablenkeinheit vom „Dürer" in die Fernsehtruhen „Clivia" und „Claudia" ältester Ausführung, Schaltungsänderungen an den Fernsehempfängern „Rubens", „Dürer", „Format", „Forum" und „Atelier". Zum Schluß sei noch erwähnt, daß in diesem Heft auch wieder einige Schirmbilder, aus denen auf die Fehlerursache geschlossen werden kann, enthalten sind.

M. EBERT

Die Vertikalablenkstufe (7)

Das Ergebnis bestätigt, daß bei Verwendung geeigneter Röhren in jedem Falle die in allen Fernsehgeräten vorhandene Betriebsspannung von 180 bis 200 V ausreicht. Damit verschwinden die Nachteile, die mit der Stromentnahme aus dem Zeilenkipp auftraten. Der weitere Rechnungsgang folgt analog dem des 1. Beispieles, weshalb hier auf ein Weiterrechnen verzichtet werden soll.

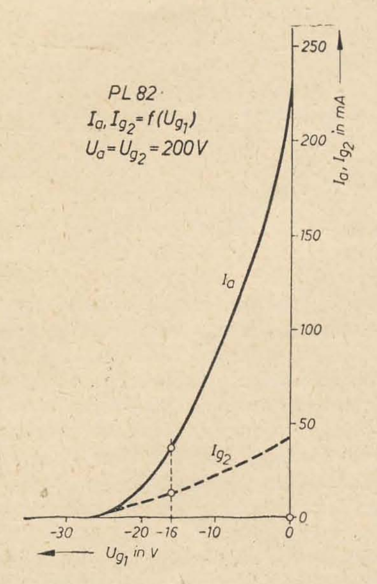


Bild 29: I_a-U_{g1}- und I_{g2}-U_{g1}-Kennlinien der Röhre PL 82

Mit den bis hierher angestellten theoretischen Betrachtungen wird es nun jedem erfahrenen Praktiker möglich sein, sich grundlegende Kenntnisse über die Arbeitsweise der Vertikalendstufe anzueignen und darüber hinaus die Berechnungen einer solchen Stufe mit Ausgangstransformator bei Versuchs- und Bastelgeräten selbst durchzuführen. Die Betrachtungen wären jedoch unvollständig, wenn nicht noch auf die mechanische Ausführung des Bildausgangstransformators eingegangen würde.

Wie aus dem bisher Gesagten hervorgeht, kann während des Rücklaufes in der Primärwicklung des Transformators eine Impulsspitzenspannung bis zu etwa 2500 V induziert werden, d. h., der Transformator unterliegt einer großen Impulsbelastung. Aus Isolationsgründen ist es ratsam, lagenweise zu wickeln und die einzelnen Lagen mit üblichem Papier zu isolieren. Ebenso muß eine gute Isolierung zwischen der Primär- und Sekundärwicklung erfolgen. Um die Durchschlagsfestigkeit der Lagen und Windungen gegeneinander weiter zu vergrößern, wird der Bildausgangstransformator nach fertiger Montage mit einem Isolierlack getränkt. Damit der Isolierlack auch in das Innere des Transformatorwickels gelangen kann, wird die Tränkung bei verschiedenen Herstellerfirmen im Vakuum vorgenommen.

Genauso wichtig wie das Isolationsproblem ist die Unterdrückung des infolge Impulsbetriebes auftretenden unangenehmen Geräusches. Die Entstehung dieses Geräusches ist auf Vibrieren der Bleche, der Windungen und der Zwischenlagen zurückzuführen. Auch in diesem Falle bringt die obenerwähnte Tränkung (die Luftzwischenräume werden mit Lack ausgefeüllt) eine wesentliche Unterdrükkung. Aus der Entstehung derartiger Geräusche resultiert selbstverständlich, daß möglichst fest gewickelt und gestopft werden muß.

Vorverzerrung oder Kompensation der Steuerspannung der Vertikalablenkendröhre

Fließt in den Vertikalablenkspulen ein Ablenkspitzenstrom nach Gleichung (11) und Bild 14 (davon war ja bei der Dimensionierung ausgegangen worden), so ergibt sich infolge der viel zu kleinen realisierbaren primären Induktivität L_p des Ausgangstransformators (L_p müßte $\geqq 1000$ H sein) ein Anodenstromverlauf in Abhängigkeit von $\frac{T_t}{T}$ nach den Gleichungen (30) und (30a) und Bild 18.

Nimmt man vorerst die I_a-U_g-Kennlinie der Vertikalendröhre als Gerade an, so kommt man zu dem Schluß, daß auch die Steuerspannung am Gitter der Vertikalendröhre den gleichen Verlauf wie der Anodenstrom (Bild 18) haben muß. Mit anderen Worten: Die meist als zeitlinear ansteigend angenommene Steuerwechselspannung der Vertikalendröhre muß, dem in der jeweiligen Schaltung vorhandenem Verhältnis $\frac{T_t}{T}$ entsprechend, mehr oder weniger parabolisch vorverzerrt werden, damit im Anodenkreis der Röhre ein Anodenstrom gleicher Kurvenform fließen kann. Je kleiner also $\frac{T_t}{T}$, desto größer muß die unbedingt notwenige parabolische Vorverzerrung der Gitterwechselspannung werden. Es muß also schaltungstechnisch eine Möglichkeit geschaffen werden, die vom Bildsperrschwinger oder Bildmultivibrator erzeugte lineare

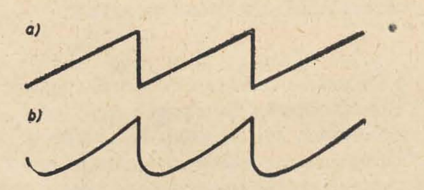


Bild 30: a) Sägezahnsteuerspannung, b) parabolische Steuerspannung

Sägezahnsteuerspannung (Bild 30a) in eine, je nach Transformator, benötigte parabolische Steuerspannung (Bild 30b) umzuwandeln[1]). Die hier angedeutete parabolische Vorverzerrung oder Kompensation der Steuerwechselspannung ist gleichbedeutend mit der Linearisierung des Ablenkspitzenstromes i_s und kann auf verschiedene Weise erreicht werden.

In der modernen Fernsehschaltungstechnik finden hauptsächlich fünf Methoden Anwendung:

1. Duale Netzwerke,
2. Ausnützung der Kennlinienkrümmungen,
3. Gegenkopplungen,
4. mitlaufende Ladespannung,
5. spannungsabhängige Widerstände.

Nach einer notwendigen Vorbetrachtung werden diese Methoden ihrer Wichtigkeit und Bedeutung entsprechend mehr oder weniger gründlich erläutert.

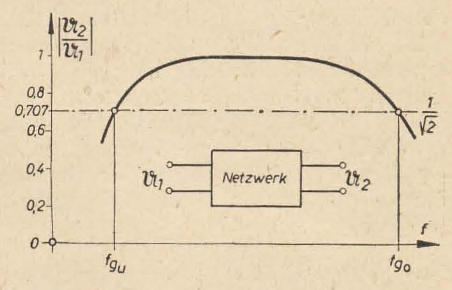


Bild 31: Übertragungsmaß als Funktion der Frequenz

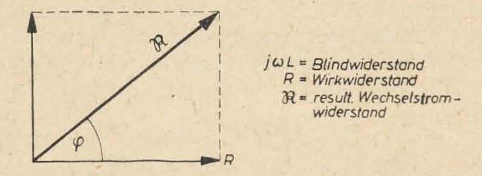


Bild 32: Ermittlung des resultierenden Wechselstromwiderstandes (Ordinate = j ω L)

Es ist aus Bild 13a und 13b unschwer zu erkennen, daß der Ausgangstransformatorkomplex ein bestimmtes verlustbehaftetes Netzwerk darstellt. Außerdem hat dieser Komplex induktiven Charakter und ist somit frequenzabhängig (dadurch kommt der parabolische Anodenstrom i_a zustande). Bei der Übertragung eines Frequenzgemisches werden also bestimmte Frequenzen benachteiligt, was ja auch die, zu jedem Transformator und Netzwerk gehörende, untere und obere Grenzfrequenz aussagt. Man sieht diejenige Frequenz, bei der der Abfall der Ausgangsspannung 30% $\left(\text{auf } \frac{1}{\sqrt{2}} = 0{,}707\right)$ beträgt, als äußerste Grenze an, bis zu der das Netzwerk ausgenutzt werden kann und bezeichnet sie als Grenzfrequenz der Schaltung. Bild 31 zeigt eine Frequenzübertragungskurve. Die untere Grenzfrequenz ergibt sich aus der Gleichheit von Wirkwiderstand R und Blindwiderstand $j\omega L$ (Bild 32). Unter Anwendung des pythagoreischen Lehrsatzes findet man den resultierenden Wechselstromwiderstand $\mathfrak{R}$ durch geometrische Addition der beiden Einzelwiderstände:

$$\mathfrak{R} = R + j\omega L, \quad (54)$$

$$|\mathfrak{R}| = \sqrt{R^2 + (\omega L)^2}. \quad (54a)$$

Setzt man für $R = 1\,\Omega$ und für $\omega L = 1\,\Omega$, wird

$$|\mathfrak{R}| = \sqrt{1^2 + 1^2} = \sqrt{2} = 1{,}41\,\Omega$$

[1]) siehe hierzu RADIO UND FERNSEHEN Nr. 17 (1956)

oder ganz allgemein

$$|\mathfrak{R}| = 1{,}41 \cdot R. \qquad (55)$$

Bei $|\mathfrak{R}|$ deuten die senkrechten Striche an, daß es sich nur um den Betrag handelt. Der Phasenwinkel kann mit Hilfe der Winkelfunktionen bestimmt werden.

$$\operatorname{tg} \varphi = \frac{\text{Gegenkathete}}{\text{Ankathete}} = \frac{\omega L}{R} = \frac{1}{1} = 1$$

$$\varphi = 45^\circ. \qquad (56)$$

Deshalb werden die Grenzfrequenzen auch manchmal 45°-Frequenzen genannt. Die Darstellung nach Bild 32 und der Rechnungsgang können selbstverständlich für jede beliebige Frequenz benutzt werden. Einfacher ist es jedoch, die Ortskurve des Komplexes zu ermitteln, die in einfacher Weise den Wechselstromwiderstand $\mathfrak{R}$ von $\omega = 0 \cdots \infty$ abzulesen gestattet. Auf die Ortskurve soll im Rahmen dieser Arbeit nicht näher eingegangen werden.

1. Duale, widerstandsreziproke oder inverse Netzwerke

Man bezeichnet in der Elektrotechnik zwei Widerstände $\mathfrak{R}_1$ und $\mathfrak{R}_2$ als dual, wenn sich der Widerstand des einen wie der Leitwert des anderen verhält, wenn man also setzen kann:

$$\mathfrak{R}_1 = \frac{k^2}{\mathfrak{R}_2} \qquad (57)$$

Da die Größen C und L (beide können in $\mathfrak{R}_1$ bzw. $\mathfrak{R}_2$ enthalten sein) verschiedene Dimensionen haben, können sie nicht ohne weiteres gleichgesetzt werden. Es muß eine beliebig wählbare Dimensionskonstante k eingeführt werden, die auch als Inversionspotenz oder Dualitätsinvariante bezeichnet wird.

Aus Gleichung (57) folgt, daß das duale Schaltelement zum ohmschen Widerstand wieder ein ohmscher Widerstand ist, daß zur Kapazität eine Induktivität

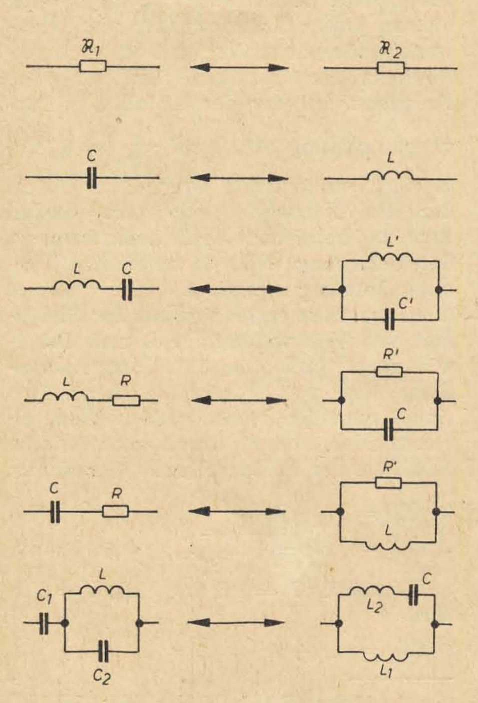


Bild 33: Umwandlung in duale Netzwerke

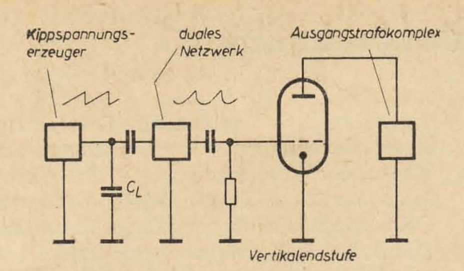
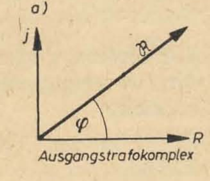


Bild 34: Anwendung dualer Netzwerke in der FS-Technik



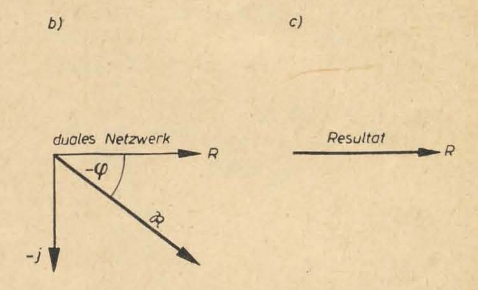


Bild 35: Nachweis, daß das RC-Glied im Gitterkreis zu dem im Anodenkreis liegenden Ausgangstrafokomplex (Bild 34) widerstandsreziprok ist (hier für eine Frequenz). Ordinate bei a) $= j\omega L$, bei b) $= -j\frac{1}{\omega C}$

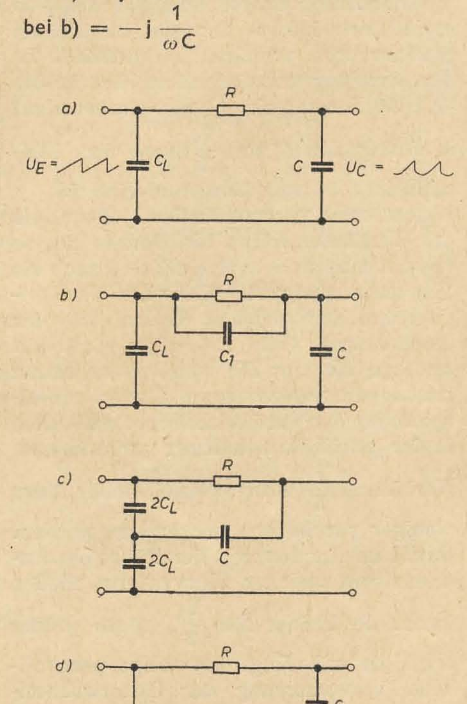


Bild 36: Netzwerke zur Vorverzerrung der sägezahnförmigen Steuerspannung

widerstandsreziprok ist und umgekehrt. Die gleichen Betrachtungen und Beziehungen gelten auch für einfache und komplizierte Netzwerke. Duale oder inverse Netzwerke entstehen durch Änderung aller elektrischen Größen des ursprünglichen Systems in entsprechende Größen des dualen Systems (Bild 33). Dabei geht eine Selbstinduktion in eine Kapazität über, ein Parallelwiderstand verwandelt sich in einen Serienwiderstand, eine Parallelschaltung in eine Serienschaltung, ein Strom in eine Spannung, eine Masche in einen Knoten usw. Die Vorteile der dualen Betrachtungsweise liegen darin, daß man das Verhalten einer Schaltung sofort angeben kann, wenn man die Eigenschaften der dazu dualen Schaltung kennt.

Nun zur Anwendung der dualen Netzwerke in der Fernsehtechnik. Hier werden diese Korrektur- und Kompensationsschaltungen (gemeint sind duale Netzwerke) zwischen den Bildsperrschwinger oder Bildmultivibrator und dem Gitter der Vertikalablenkendröhre eingeführt (Bild 34). Auf Grund des induktiven Charakters des Ausgangstransformators werden dies RC-Glieder sein. Sie haben ausschließlich die Aufgabe, die Frequenzen, die im Ausgangstransformatorkomplex mehr oder weniger geschwächt werden, in gleichem Maße anzuheben. Voraussetzung für eine einwandfreie Arbeitsweise ist, daß das Netzwerk im Gitterkreis (RC-Glied) zu dem im Anodenkreis liegenden (Ausgangstransformator) vollkommen widerstandsreziprok sein muß (Bild 35 zeigt dies für eine einzige Frequenz). Bild 36 zeigt einige Netzwerke zur Vorverzerrung der sägezahnförmigen Steuerspannung. Darin ist C_L der Ladekondensator des vorgeschalteten Kippspannungsgenerators. An diesem steht eine zeitlineare Sägezahnspannung wie im Bild 30a. Mit den im Bild 36 gezeigten Korrekturschaltungen kann man mit verhältnismäßig einfachen Mitteln am Kondensator C eine parabelförmig verlaufende Spannung erzeugen, die die erforderliche Kurvenform der Steuerspannung für die Endstufe ergibt. Bild 36a stellt ein einfaches Integrationsglied mit einer bestimmten Zeitkonstante $\tau = R \cdot C$ dar. Bedingt durch die angelegte Sägezahnspannung, weicht die Spannung am Kondensator C von der üblichen exponentiellen Form ab und hat einen parabolisch gekrümmten Verlauf. Das RC-Glied bewirkt gewissermaßen eine Abflachung der unteren Spitze des Sägezahns, weil in diesem Bereich keine wesentliche Aufladung des Kondensators C auf Grund des geringen Ladestromes erfolgen kann. Für den Vorgang der Integration werden vom Kippgenerator möglichst lineare Sägezahnspannungen benötigt, was bedeutet, daß der exponentielle Anteil (denn die Aufladung von C_L geschieht nach einer e-Funktion) möglichst klein gehalten sein soll. Dies erreicht man am Kippgenerator durch eine sehr große Zeitkonstante des Lade-RC-Gliedes. Im Bild 36b werden die Betrachtungen etwas komplizierter. Das Netzwerk wird in diesem Fall von R, C und C_1 gebildet. Die an C_L entstehende Sägezahnspannung wird auf den Spannungsteiler (R, C und C_1) gegeben, der folgenden Forderungen nachkommen muß:

$$C \gg C_1 \quad \text{und} \quad R \cdot C_1 = \frac{L_1}{R'}. \qquad (58)$$

Wird fortgesetzt

Dipl.-Phys. HANS-JOACHIM FISCHER

Sowjetische Halbleiterbauelemente

Dem folgenden Bericht über die sowjetischen Halbleiterbauelemente liegt Katalogmaterial zugrunde, das anläßlich der Allunions-Industriesausstellung 1957 in Moskau herausgegeben worden ist. Er wurde durch Informationen ergänzt, die der Verfasser während eines Besuches in Moskau einholte.

Halbleiterdioden

In der Sowjetunion werden sowohl Germanium- als auch Siliziumdioden in Serie produziert.

Dezimetermischdioden (Punktkontaktdioden) sind sowohl in der internationalen Patronenform als auch in der Ausführung als Miniaturpatrone lieferbar. Die Anschlüsse der letzteren sind als M-3-Gewinde bzw. als 3 mm langer Kontaktstift mit 2,4 mm Ø ausgebildet. Die Gesamtlänge der Dioden ist 12,5 mm. Alle Dioden sind für den Einsatz im Temperaturbereich —50···+70° C geeignet. Die technischen Daten der Dezimetermischdioden sind in Tabelle 1 angegeben. Siliziumdioden sind an zweiter Stelle der Typenbezeichnung durch ein K, Germaniumdioden durch ein Г gekennzeichnet. Die Dioden werden vorwiegend für Radargeräte im S- und X-Band (2,5···10 GHz) verwendet.

In der Tabelle 2 sind die technischen Daten der Richtdioden für 9,8 und 3,2 cm Wellenlänge angegeben. Die Miniaturausführung dieser Dioden wiegt 0,7 g, die Ausführung als internationale Patrone 3 g.

Neben diesen Standardtypen für das Dezimetergebiet werden noch zwei Sondertypen gefertigt: Die Ge-Modulatordiode Д 401 [Ausführung der Patrone wie ED 704 (WF)] für Zentimeterrichtfunkgeräte ist bei Temperaturen von +5···+70° C zu verwenden und besteht aus einer Wolframspitze auf einem Germaniummonokristall, der mit Antimon legiert ist. Sie eignet sich für Trägerfrequenzen von 2500···3000 MHz und Modulationsfrequenzen von 70···150 MHz. Die Mischdämpfung beträgt 13 dB, die minimale Seitenbandausgangsleistung 15 mW.

Der zweite Sondertyp umfaßt zwei Breitbandrichtdioden: Д 3 А für 2,9···5,4 cm und Д 3 Б für 5,4···30 cm Wellenlänge, die im Temperaturbereich —60···+70° C arbeiten und in Miniaturpatronenform hergestellt werden. Der Fehlanpassungskoeffizient m beträgt über den angegebenen Bereich für beide Dioden 2,5. Für allgemeine Anwendungszwecke, z. B. als Videogleichrichter in FS-Empfängern, Regelgleichrichter für den Schwundausgleich, Ringmodulatoren und NF-Gleichrichter stehen in der Sowjetunion Punktkontaktglasdioden in zwei Ausführungsformen zur Verfügung: Die erste Ausführungsform (Д-1-Serie) mit Glaseinschmelzungen ähnelt unseren WF-Typen OA 300. Abmessungen: 9,5 mm Länge und 3,5 mm ∅. Die zweite Ausführungsform (Д-2-Serie) hat bei 4,8 mm ∅ eine Länge von 15 mm. Die Kontaktierung erfolgt durch Metallkappen. Die Grenzfrequenz für die Serien Д 1 und Д 2 beträgt 150 MHz, für die Serie Д 9 ist sie 40 MHz (Tabelle 3). Die Eigenkapazität aller Dioden liegt bei 1···2 pF, sie sind im Temperaturbereich —60···+70° C verwendbar.

Ge-Flächengleichrichter

Die Reihe der Germaniumflächengleichrichter (Tabelle 4) umfaßt sieben Typen mit Sperrspannungen bis 400 V, wovon die Reihe ДГ—Ц mit Glaseinschmelzungen (siehe Titelbild) und die Д-7-Typen feuchtigkeitssicher in der Form der amerikanischen 1-N-90-er-Serie hergestellt werden. Die Grenzfrequenz aller dieser Flächengleichrichter liegt bei 50 kHz. Der maximal zulässige Impulsstrom für Vorgänge unter 0,1 s Dauer beträgt 25 A. In

Tabelle 1: Dezimetermischdioden

Typ	ДК-С 1	ДК-С 2	ДК-С 3	ДК-С 7	ДГ-С 1	ДГ-С 2	ДГ-С 3	ДГ-С 4
Arbeitswellenlänge	9,8	9,8	3,2	3,2	9,8	9,8	3,2	3,2 cm
Mischdämpfung	8,5	6,5	8,5	7	8,5	6,5	8,5	6,5 dB
Rauschfaktor	2,7	2	2,7	2	3	3	3	3
Sperrstrom bei 1 V	150	250	150	100	200	—	—	— μA
Max. zul. Impulsleistung	80	50	50	50	80	80	80	80 mW
Impulsbelastung	0,1	0,06	0,06	0,06	0,1	0,1	0,1	0,1 erg
Richtstrom	400	400	400	500	400	400	400	400 μA
Fehlanpassungskoeffizient m	3	3	3	3	3,5	3	3,5	3

Tabelle 2: Dezimeterrichtdioden

Typ	ДК-В 1	ДК-В 2	ДК-В 3	ДК-В 4	ДК-В 5	ДК-В 6	ДК-В 7	Bemerkung
Arbeitswellenlänge	9,8	9,8	3,2	3,2	9,8	9,8	3,2	cm
Stromempfindl. bei 20 μW	0,8	1,2	0,4	0,8	0,8	0,8	0,4	A/W
Ausgangswiderstand	15	10	15	10	10	5···25	10	Bei U_e < 5 mV kΩ
Impulsspitzenleistung	200	100	200	100	200	200	200	3 s lang mW
Gewicht	0,7	0,7	0,7	0,7	3	3	3	g

Tabelle 3: Glasdioden

Typ	Д1А	Д1Б	Д1В	Д1Г	Д1Д	Д1Е	Д1Ж
Durchlaßstrom bei U = +1 V	2,5	1,0	7,5	5,0	2,5	1,0	5,0
Durchlaßstrom	16	16	25	16	16	12	12
Sperrspannung für Sperrstrom < 250 μA	10	25	25	50	75	100	100
Sperrspannung	20	30	30	50	75	100	100
Max. Sperrspannung	40	45	45	75	110	150	150
Zul. Spitzenstrom	—	—	—	—	—	—	—
Abmessungen	Länge 9,5 mm, ∅ 3,5 mm						
Gewicht	0,8 g						

Typ	Д2А	Д2Б	Д2В	Д2Г	Д2Д	Д2Е	Д2Ж
Durchlaßstrom bei U = +1 V	50	5···10	10	2···5	5···10	2···10	2···10
Durchlaßstrom	50	16	25	16	16	16	8
Sperrspannung für Sperrstrom < 250 μA	7	10	30	50	50	100	150
Sperrspannung	10	30	40	75	75	125	175
Max. Sperrspannung	15	45	60	100	100	150	200
Zul. Spitzenstrom	150	50	75	50	50	50	25
Abmessungen	Länge 15 mm, ∅ 4,8 mm						
Gewicht	1,3 g						

Typ	Д9А	Д9Б	Д9В	Д9Г	Д9Д	Д9Е	Д9Ж
Durchlaßstrom bei U = +1 V	10	90	10	30	60	30	10 mA
Durchlaßstrom	25	40	20	25	30	20	15 mA
Sperrspannung für Sperrstrom < 250 μA	10	10	30	30	30	50	100 V
Sperrspannung	10	10	30	30	30	50	100 V
Max. Sperrspannung	—	—	—	—	—	—	— V
Zul. Spitzenstrom	—	—	—	—	—	—	— mA
Abmessungen							
Gewicht	0,8 g						

Tabelle 4: Germaniumflächengleichrichter

Typ	ДГ-Ц 21 Д 7 А	ДГ-Ц 22 Д 7 Б	ДГ-Ц 23 Д 7 В	ДГ-Ц 24 Д 7 Г	ДГ-Ц 25 Д 7 Д	ДГ-Ц 26 Д 7 Е	ДГ-Ц 27 Д 7 Ж
Entnehmbarer Gleichstrom	300	300	300	300	100	100	100 mA
Max. Sperrspannung	50	100	150	200	300	350	400 V
Sperrstrom	1	1	1	1	1	1	1 mA
Spitzensperrspannung	75	150	225	300	450	525	600 V
Innerer Spannungsabfall in Durchlaßrichtung	0,5	0,5	0,5	0,5	0,3	0,3	0,3 V

Tabelle 5: Siliziumflächengleichrichter

Typ	Д 201 А	Д 201 Б	Д 201 В	Д 201 Г	Д 201 Д	Д 201 Е	Д 201 Ж
Entnehmbarer Gleichstrom	200	200	400	200	400	200	400 mA
Max. Sperrspannung	25	50	50	100	100	200	200 V
Sperrstrom	0,5	0,5	0,5	0,5	0,5	0,5	0,5 mA
Innerer Spannungsabfall in Durchlaßrichtung	1,5	1,5	2	1,5	2	2	2 V

Tabelle 6: Germaniumleistungsgleichrichter

Typ	Д 302	Д 303	Д 304	Д 305
Entnehmbarer Gleichstrom	1	3	5	10 A
Max. Sperrspannung	150	100	100	50 V
Sperrstrom	5	5	5	5 mA
Innerer Spannungsabfall in Flußrichtung	0,5	0,5	0,5	0,5 V

der Fernsehempfängerproduktion werden diese Germaniumflächengleichrichter an Stelle von Selengleichrichtern im Netzteil, meist in Graetz-Schaltung eingesetzt. Der Preis dieser Dioden liegt zwischen drei und sechs Rubel, d. h., die Germaniumgleichrichter können preislich mit den Selengleichrichtern konkurieren. Für höhere Umgebungstemperaturen bis + 125° C und höhere Ströme (400 mA) sind die Siliziumflächengleichrichter der Serie Д 201 bestimmt (Tabelle 5). Sie ähneln in der Ausführung den WBN-Germaniumgleichrichtern vom Typ OY 110 mit Schraubanschluß. Ihre Gesamtlänge (mit Anschlußfahne) ist 33 mm, die Gehäuselänge 9,7 mm, Gehäusedurchmesser 7 mm.

Die Germaniumleistungsgleichrichter werden mit einem Wärmeableitungsflansch aus Kupfer von 60 mm Ø und einer Glasdurchschmelzung für die eine Elektrode hergestellt. Den Schnitt durch einen solchen Gleichrichter zeigt Bild 1. Tabelle 6 enthält die technischen Daten.

Transistoren

Das Produktionsprogramm für Transistoren reicht von Spitzentransistoren bis zu Diffusionstransistoren mit Grenzfrequenzen von 120 MHz. Das schwarze Gehäuse unterscheidet die Flächentransistoren rein äußerlich von Spitzentransistoren, die im grünen Gehäuse geliefert werden.

Spitzentransistoren

Die Daten der Spitzentransistoren sind in den Tabellen 7 und 8 angegeben. Die Transistoren vom Typ C 1 sind Verstärkertransistoren für den Frequenzbereich 0,5···10 MHz, die vom Typ C 2 Schwingtransistoren für den gleichen Frequenzbereich. Hierbei handelt es sich um Stecktransistoren in Patronenform mit zwei Anschlußstiften, wobei der metallische Patronenkörper den Basisanschluß bildet. Die in Tabelle 8 angeführten Transistoren entsprechen in den Daten den Typen der Tabelle 7, unterscheiden sich von diesen jedoch durch die äußere Ausführung, nämlich ein geschweißtes Ganzmetallgehäuse mit drei Anschlußdrähten. Das Gewicht konnte auf 1,2 g gesenkt werden. Bei Umgebungstemperaturen > 40° C verringert sich die Kollektorverlustleistung auf 30 mW.

Flächentransistoren

Das Produktionsprogramm der Vorstufenflächentransistoren umfaßt 20 Typen (Tabelle 9). Die Typenreihe П 1 enthält sowohl NF- als auch HF-Transistoren. Die Grenzfrequenz des Transistors П 1 И liegt bei 1,6 MHz, er ist für Misch- und Oszillatorstufen in Transistorempfängern vorgesehen und entspricht etwa dem WBN-Transistor OC 813. Die konstruktive Ausführung der Typen П 1 А bis П 1 И weicht von der herkömmlichen Form ab (siehe Bild 2). In einem metallischen Zylinder mit Mittelanschluß sind an beiden Enden Glasdurchführungen eingeschmolzen. Dieselbe Form findet man bei den Leistungstransistoren wieder, nur daß hier am Metallkörper Kühlrippen sowie ein Befestigungswinkel angebracht sind.

Die Transistoren der Typenreihe П 5 und П 6 sind für Vorstufen in NF- und HF-Schaltungen von Miniaturgeräten bestimmt. Die Transistoren П 5 А bis П 5 Д haben eine Grenzfrequenz von 300 kHz, ihre äußere Form entspricht etwa den Valvo-Transistoren OC 71 o. ä. Sie sind in Kunststoff eingebettet, der Kolbendurchmesser ist 5 mm, die Länge 15 mm, Gewicht 0,5 g. Als weiterer Flächentransistor ist noch der nicht in der Tabelle angeführte Typ П 7 zu erwähnen, ein Transistor ähnlich dem OC 604, der 0,65 g wiegt. Er hat allerdings nur eine Kollektorverlustleistung von 45 mW, die Kollektorspannung beträgt 6,5 V, der Kollektorstrom 45 mA, der Stromverstärkungsfaktor 0,97 bis 0,995, der Eingangswiderstand 30 Ω.

Der Typ П 6 А ist ein NF-Universaltransistor, der sich mit einer Kollektorverlustleistung von 150 mW für einen großen Einsatzbereich eignet. In Gegentaktschaltung für NF-Endstufen liefert er 450 mW NF-Leistung. Die beiden Transistoren П 6 Б und П 6 В dienen zur ZF-Verstärkung in Supern mit mittlerer Verstärkung, der Typ П 6 Г ist für hohe ZF-Verstärkung geeignet. Der Transistor П 6 Д ist ein Typ mit hoher Gesamtverstärkung und niedrigem Rauschfaktor für NF-Vorstufen.

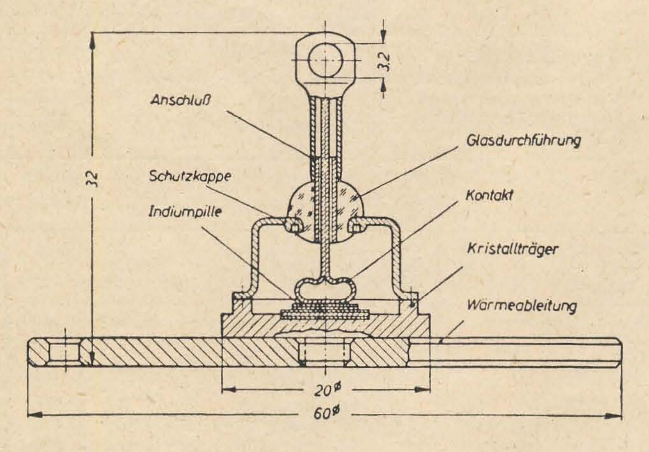


Bild 1: Schnitt durch einen Germaniumleistungsgleichrichter Typ Д 302 bis Д 305 (Tabelle 6)

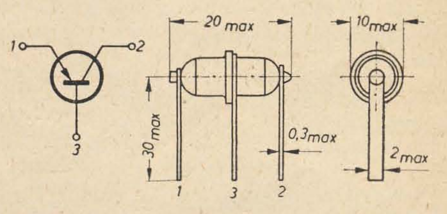


Bild 2: Konstruktive Ausführung der Flächentransistoren Typ П 1 А bis П 1 И (Tabelle 9)

Tabelle 7: Spitzentransistoren

Typ	C 1 A	C 1 Б	C 1 B	C 1 Г	C 1 Д	C 2 A	C 2 Б	C 2 B
Stromverstärkungsfaktor	1,2	1,5	1,5	1,5	1,5	1,5	1,6	1,6
Stromverstärkungsfaktor bei der Grenzfrequenz	1	1,2	1,2	1,2	1,2	1,2	1,5	1,5
Grenzfrequenz in Basisschaltung	0,5	0,5	1,5	1,5	5	0,5	1,5	5 MHz
Max. Kollektorverlustleistung	100	50	100	50	50	100	50	50 mW
Spannungsverstärkung	—	50	—	50	30	—	—	—
Max. Kollektorspannung	40	40	40	40	40	30	20	20 V
h_{11} in Emitterschaltung	750	750	750	750	750	1500	1500	1500 Ω
Ausgangswiderstand bei kurzgeschl. Eingang	7	7	7	7	7	7	7	7 kΩ
Abmessungen:	Gesamtlänge 18 mm, Durchmesser 6 mm, Stiftlänge 6 mm							
Gewicht:	2,5 g							
Temperaturbereich:	— 50 ··· + 50° C							

Tabelle 8: Spitzentransistoren

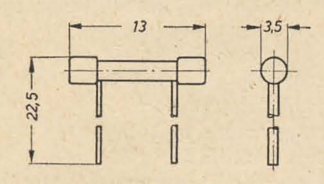
Typ	С3А	С3Б	С3В	С3Г	С3Д	С3Е	С4А	С4Б	С4В	С4Г	
Stromverstärkungsfaktor	1,2	1,5	1,5	1,5	1,5	1,5	1,5	1,6	1,6	1,6	
Stromverstärkungsfaktor bei der Grenzfrequenz	1	1,2	1,2	1,2	1,2	1,2	1,2	1,5	1,5	1,5	
Grenzfrequenz in Basisschaltung	0,5	0,5	1,5	1,5	5	10	0,5	1,5	5	10	MHz
Max. Kollektorverlustleistung	100	50	100	50	50	50	100	50	50	50	mW
Spannungsverstärkung	—	50	—	50	30	—	—	—	—	—	
Leistungsverstärkung	19	22	19	22	22	15	—	—	—	—	dB
Max. Kollektorspannung	40	40	40	40	40	30	30	20	20	20	V
h_{11} in Emitterschaltung	750	750	750	750	750	750	1500	1500	1500	1500	Ω
Ausgangswiderstand bei kurzgeschl. Eingang	7	7	7	7	7	7	7	7	7	7	kΩ
Abmessungen:	Höhe 6 mm, Durchmesser 8,3 mm, Flanschdurchmesser 11,5 mm										
Gewicht:	1,2 g										

einem Außenwiderstand von 220 Ω. Die Transistoren П 3 wiegen 8 g und arbeiten bei Temperaturen von —60 ··· + 50° C. Die Transistoren werden bei der Fertigungsprüfung entsprechend ihrer Leistungsverstärkung in die drei Klassen А, Б und В eingeordnet. Das gleiche Prinzip findet auch bei den Leistungstransistoren der Reihe П 4 Anwendung, in der fünf Klassen unterschieden werden. Diese Transistoren sind für den Einsatz als NF-Leistungsverstärker und in Transverterschaltungen bestimmt. Die Nennleistung von 10 W gilt für Emitterschaltung im A-Betrieb bei einer Frequenz von 1000 Hz, einem Innenwiderstand der Signalquelle von 15 Ω und einem Außenwiderstand von 25 Ω. Dabei beträgt der Kollektorstrom 1 A und die Kollektorspannung 26 V. Der Kollektorreststrom ist bei einer Kollektorspannung von 10 V und einem Emitterstrom von 0 mA gleich 0,4 mA.

Die interessantesten Bauelemente sind zweifellos die Germaniumdiffusionstransistoren. Die technischen Daten sind in Tabelle 11 angegeben. Für den Typ П 403 wird eine obere Grenzfrequenz von 120 MHz angegeben, so daß also volltransistorisierte UKW-Empfänger, ZF-Breitbandverstärker oder Kippgeräte im Mikrosekundengebiet möglich sind.

Tabelle 9: Flächentransistoren

Typ	П1А	П1Б	П1В	П1Г	П1Д	П1Е	П1Ж	П1И	П2А	П2Б	П5А	П5Б	П5В	П5Г	П5Д	П6А	П6Б	П6В	П6Г	П6Д	
Max. Emitterstrom	5	5	5	5	5	5	5	5	10	25	10	10	10	10	10	10	10	10	10	10	mA
Max. Kollektorspannung	20	20	20	20	20	20	20	20	100	50	10	10	10	10	10	5	5	5	5	5	V
Stromverstärkungsfaktor (in Basisschaltung)	0,9	0,93···0,97	0,93···0,97	0,96	0,94	0,94	0,95	0,96	—	—	0,93	0,975	0,995	0,995	0,975	0,9	0,94	0,94	—	0,9	
Leistungsverstärkung	30	33	37	37	33	30	35	—	17	17	—	—	—	—	—	30	34	34	37	34	dB
Max. Kollektorverlustleistung	50	50	50	50	50	50	50	50	200	200	25	25	25	25	25	150	150	150	150	150	mW
Rauschfaktor	—	35	35	35	18	35	35	35	—	—	35	33	—	18	10	—	33	33	33	12	dB
Kollektorwiderstand	300	1200	1000	500	500	300	300	300	—	—	—	—	—	—	—						kΩ
Basiswiderstand	—	400	400	600	600	1000	1500	250	500	—	—	—	—	—	—						Ω
Kollektorkapazität	—	—	—	—	—	60	40	35	—	—	—	—	—	—	—	150	50	50			pF
Grenzfrequenz (in Basisschaltung)	0,1	0,1	0,1	0,1	0,1	0,465	1	1,6			0,3	0,3	0,3	0,3	0,3	0,1	0,465	0,465	1	0,465	MHz



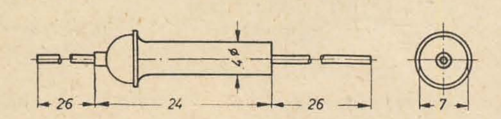
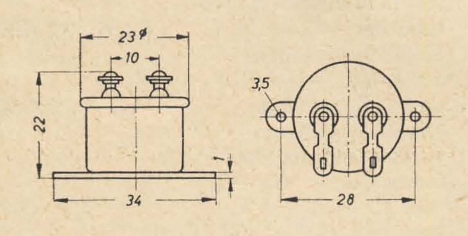


Bild 3: Thermistoren Typ MMT 1 und KMT 1 (oben), darunter die Ausführung der hermetisch gekapselten Typen MMT 4 und KMT 4



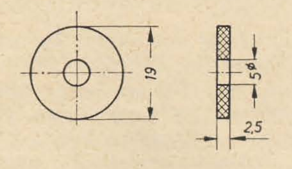


Bild 4: Scheibenthermistoren MMT 8 (oben), MMT 9 (darunter)

Leistungstransistoren

Es werden zwei Typenreihen Leistungstransistoren gefertigt (Tabelle 10). Für die Reihe П 3 (siehe Titelbild) ist eine Nenn-Kollektorverlustleistung von 3,5 W angegeben, die äußere Kühlfläche beträgt 50 cm², ohne die die zulässige Kollektorverlustleistung nur 1 W beträgt. Der Transistor entspricht etwa dem Typ OD 604. Die abgegebene Leistung von 1 W gilt für Emitterschaltung im A-Betrieb bei einer Frequenz von 1000 Hz, einem Innenwiderstand der Signalquelle von 5 Ω und

Tabelle 10: Leistungstransistoren

Typ	П3А	П3Б	П3В	П4А	П4Б	П4В	П4Г	П4Д	
Max. Kollektorspannung	50	50	50	50	60	35	50	50	V
Max. Kollektorstrom	150	250	450	5000	5000	5000	5000	5000	mA
Kollektorstrom bei U_c = 25 V	—	130	130	—	—	—	—	—	mA
Kollektorstrom bei U_c = 12 V	—	250	250	2000	—	2000	—	—	mA
Klirrfaktor bei N ~ = 1 W	15	15	15	15	10	—	10	10	%
Ausgangsleistung	1	1	1	10	10	10	10	10	W
Leistungsverstärkung	17	20	25	20	23	23	27	30	dB
Max. Kollektorverlustleistung	3,5	3,5	3,5	25	30	30	30	30	W

Tabelle 11: Diffusionstransistoren

Typ	П 401	П 402	П 403	
Max. Kollektorspannung	10	10	10	V
Max. Kollektorstrom	10	10	10	mA
Emittersperrspannung	1	1	1	V
Kollektorreststrom	10	5	5	μA
Kollektorkapazität	15	10	6	pF
Grenzfrequenz	30	60	120	MHz
Stromverstärkungsfaktor	0,96	0,96	0,96	

Tabelle 12: Scheiben-Thermistoren

Typ	MMT-1 MMT-4	MMT-8 MMT-9	KMT-1 KMT-4	KMT-10 KMT-11
Nominalwiderstand bei 20° C	1···200 kΩ	1···1000 Ω 10···5000 Ω	20 kΩ···1 MΩ	100 kΩ··· 3 MΩ
Temperaturkoeffizient bei 20° C	2,4 ··· 3,4	2,4 ··· 3,4	4,2 ··· 6	> 4,2 %
Zulässige max. Leistung	0,4	0,01	0,8	0,25 W
Arbeitstemperaturbereich	—70···+120	—40···+60 —60···+120	—20···+180 —20···+120	0···+ 120 °C
Abmessungen	Länge 13 mm ∅ 3,5 mm mit Anschlußdrähten	Länge 24 mm ∅ 7 mm mit Anschlußdrähten		

Tabelle 13: Perlen-Thermistoren

Typ	Widerstand im Arbeitspunkt in Ω	Zul. Leistung im Arbeitspunkt bei 20° C in mW		Empfindlichkeit im Arbeitspunkt in Ω/mW
		min	max	
T 8 Д	150	10	15	20 ··· 30
T 8 E	150	7	10	30 ··· 70
T 8 M	200	9	11	66 ··· 90
T 8 P	125	7	12	10 ··· 19
T 8 C 1	120	9,5	24	10 ··· 40
T 8 C 2	150	8	19	12 ··· 25
T 8 C 3	150	7	23	10 ··· 50
T 9	125	7	19	10 ··· 40
T 8 C 1 M	120	9,5	24	10 ··· 40
T 8 C 2 M	150	8	19	12··· 25
T 8 C 3 M	150	7	23	10 ··· 50

Thermistoren

Thermistoren sind in der Sowjetunion in Scheiben- und Perlenform auf dem Markt. Die für Temperaturmeß- und Regelzwecke bestimmten Thermistoren MMT-1, MMT-4 und KMT-1, KMT-4 (Bild 3) sind auf der Basis Cu-Mn oder CoMn aufgebaut, die Typen MMT-4 und KMT-4 hermetisch gekapselt. Bild 4 zeigt die Scheibenthermistoren MMT-8 und MMT-9 zur Temperaturkompensation in Schaltkreisen. Die Typen KMT-10 und KMT-11 dienen zur Temperaturfernmeldung und Wärmekontrolle. Dabei ist der Typ KMT-10 gegen äußere Einflüsse hermetisch abgeschlossen (Länge 30 mm, Ø 6 mm), KMT-11 ist ungeschützt (3,5 mm lang, Ø 0,6 mm). Die technischen Daten dieser Thermistoren sind in Tabelle 12 angegeben. Der Temperaturkoeffizient ist negativ. Die Widerstandstoleranz des Nominalwertes beträgt 5, 10 oder 20%. Neben den schon erwähnten Scheibenthermistoren wird noch der Typ TOC-M für Temperaturmessung und -regelung gefertigt. Dieser Thermistor hat einen Kaltwiderstand von 5···6,5 kΩ, einen Heißwiderstand von 300 Ω, einen Temperaturkoeffizienten von 3% für 1° C, einen Nennstrom von 2,5 mA und eine maximale Arbeitstemperatur von + 180° C.

Für die Leistungsmessung bei Höchstfrequenzen stehen 11 Typen Perlenthermistoren zur Verfügung (Tabelle 13). Das Halbleitermaterial ist in ein Glasröhrchen von 3 mm Ø und 8 mm Länge eingeschmolzen. Die Lebensdauer dieser Perlenthermistoren beträgt 500 Stunden.

Fortsetzung von Seite 140

Die Funkmeßtechnik in der heutigen Armee

der cm- und mm-Wellen in der Atmosphäre zeigt Bild 10. Andererseits können aber auch diese cm- und mm-Wellen zur meteorologischen Beobachtung herangezogen werden. So können mittels meteorologischer Funkmeßstationen herannahende Gewitter- und Wirbelstürme beobachtet werden. Die cm- und mm-Wellen werden an Regentropfen, Hagelkörnern und Schneeflocken reflektiert, was auf dem Leuchtschirm der Sichtgeräte als Schleierbildung erscheint. Diese Erscheinungen spielen bei der Ausbreitung der Wellen über der Seeoberfläche oder ebenem Gelände eine Rolle und müssen durch den Funkmeßbeobachter beachtet werden. Sie sind die Ursachen der oftmals unterschiedlichen Reichweite derselben Funkmeßstation. Während die längere Welle weniger Überreichweitenmessungen zuläßt, ist das bei kürzeren Wellen der Fall. Die Reichweiten können dabei um viele hundert km heraufgesetzt werden, was bei der Abtastung des Luftraumes hinter dem eigentlichen Horizont von großer praktischer Bedeutung ist.

All diese Erscheinungen der Interferenzbildung reflektierender Wellen und der Beugung dieser Wellen an den verschiedenen Schichten der Ionosphäre und der Atmosphäre (Refraktionen oder Superrefraktionen genannt) sind für die weitere Entwicklung in der Funkmeßtechnik von größter Bedeutung. Die richtige Anwendung der Impulstechnik für Ortungsverfahren und Übersichtsdarstellungen des Geländes besitzt eine große Zukunft, die eine Reichweitenvergrößerung der Funkmeßstationen erwirken wird und die die Darstellung der Abbildungen der des Fernsehbildes immer näherbringt.

Einerseits bewegt sich die Funkmeßentwicklung in der Richtung des Übergangs zu immer kürzeren Wellen, der Erzeugung höherer Leistungen in diesen Wellenbereichen und der Vergrößerung der Peilschärfen. Der Übergang zu immer kürzeren Wellen ist schon deswegen notwendig, weil bei Benutzung kürzerer Wellen die Störbeeinflussung der Funkmeßanlagen durch den Gegner weit stärker erschwert wird als es bei längeren Wellen der Fall ist. Andererseits gewinnen jedoch die längeren Wellen (20 bis 50 cm) bei Frühwarnanlagen an Bedeutung.

Literatur:

Tschestnow: Aus dem Reiche der Radiowellen. Fachbuchverlag Leipzig, 1953.

Tschestnow: Radiolokazija, Verlag Moskau 1952.

Walter Stanner: Leitfaden der Funkortung. Elektron-Verlag, Garmisch-Partenkirchen, 1952

Ausschuß für Funkortung, Radar in der Seeschiffahrt, Deutsche Radar-Verlagsges. m. b. H., Garmisch-Partenkirchen, 1955.

Ein neuer Leistungstransistor von TEKADE

Von TEKADE wurde ein neuer Leistungstransistor GFT 8012 für 12 W Verlustleistung bei 8 A maximalem Kollektorstrom entwickelt. Die vorläufigen Grenzwerte bei 25° Kollektortemperatur sind:

Dauerspannung zwischen Kollektor und Basis: — 30 V
Spitzenspannung zwischen Kollektor und Basis: —40 V
Dauerspannung zwischen Emitter und Basis: —10 V
Spitzenspannung zwischen Emitter und Basis: —15 V
Max. Kollektorgleichstrom $I_{cmax} = 8$ A
Max. Verlustleistung bei 45° C Chassistemperatur $N_{cmax} = 12$ W

Die Kennwerte bei 25° C sind:

Wärmewiderstand zwischen Sperrschicht und Montageflanschunterseite $\chi \leqq 2{,}5°$ C/W
Kollektorleerlauf-Reststrom in Emitterschaltung bei $-U_c = 16$ V $I_{co} \leqq 5$ mA
Kollektorkurzschlußreststrom in Emitterschaltung bei $-U_c = 16$ V $I_{ck} \leqq 0{,}5$ mA
Kollektorrestspannung für $-I_c = 8$ A und $-I_b = 0{,}5$ A $U_{co} = 0{,}6$ V
Großsignal-Stromverstärkung in Emitterschaltung für $-I_c = 1$ A, $-U_c = 1$ V, $h_{21} = 50$
bzw. $-I_c = 8$ A, $-U_c = 1$ V, $h_{21} = 30$ (>25)

Die Leistung des neuen Transistors soll in nächster Zeit auf $N_{cmax} = 30$ W erhöht werden; die entsprechende Bezeichnung wird dann GFT 8030 lauten. Die augenblicklich verminderte Verlustleistung ist darauf zurückzuführen, daß die derzeitige Ausführung in einem Gehäuse des Transistors GFT 4012 eingebaut ist. *tae-*

KLAUS K. STRENG

Messung von Scheinwiderständen

Im Labor und im Prüffeld besteht des öfteren die Forderung, den Eingangs- oder Ausgangsscheinwiderstand eines Gerätes der Übertragungstechnik bei den verschiedensten Frequenzen zu messen. Dabei interessiert vor allem der Betrag des Widerstandes. Dort, wo tatsächlich die komplexe Form $R + jX$ bzw. $\mathfrak{R} \cdot e^{j\varphi}$ erwünscht ist, wird man zweckmäßigerweise zur Scheinwiderstands- bzw. Scheinleitwertmeßbrücke greifen. Diese Methode liefert zweifellos genaue Ergebnisse, ist aber fast immer mit einem sehr großen Rechenaufwand verbunden. Zudem ist die Bedienung derartiger Meßbrücken kompliziert, und die Meßbrücken selbst sind teuer und selten. Aus diesem Grunde sind andere Meßmethoden üblich, die im allgemeinen nur den Widerstandsbetrag zu messen gestatten.

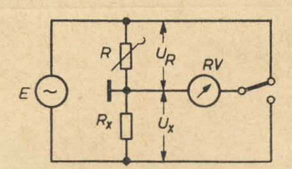


Bild 1: Widerstandsmessung durch Spannungsvergleich

Ein bekanntes Verfahren ist die Spannungsvergleichsmethode. Der unbekannte Widerstand wird mit einem bekannten, veränderlichen Widerstand (z. B. Widerstandsdekade) in Reihe geschaltet, die Reihenschaltung wird von einem Tongenerator gespeist. Zur Schaffung eindeutiger Erdverhältnisse wird die Verbindungsstelle der beiden Widerstände geerdet (Bild 1). Die Spannung des Tongenerators soll möglichst klein sein, um eine Übersteuerung des zu messenden Gerätes (bei Eingangsscheinwiderstandsmessung) zu vermeiden, bzw., um bei Ein- und Ausgangsübertragern möglichst weit unten auf der Magnetisierungskurve zu bleiben. Bei der Messung von Ausgangsscheinwiderständen wird der Eingang des Gerätes kurzgeschlossen, handelt es sich bei dem Gerät um einen Generator, so muß der Oszillator außer Funktion gesetzt werden.

Nun wird der Spannungsabfall an den beiden Widerständen gemessen und der veränderliche Widerstand so lange geändert, bis beide Spannungsabfälle gleich groß sind. Um Meßfehler zu vermeiden, muß ein hochohmiges Röhrenvoltmeter verwendet werden. Sind die Spannungsabfälle gleich, dann müssen auch die Beträge der beiden Widerstände gleich groß sein, d. h., der unbekannte Eingangs- oder Ausgangsscheinwiderstand entspricht

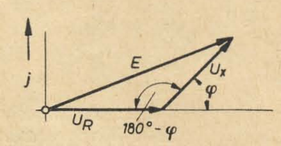


Bild 2: Spannungsdiagramm zur Messung nach Bild 1 mit komplexem R_x (Beispiel)

in seinem Betrag dem eingestellten Wert des bekannten Widerstandes.

Bei dieser Messung wird auffallen, daß die arithmetische Summe der beiden Spannungsabfälle nicht gleich der Tongeneratorspannung ist. Dies rührt daher, daß der Scheinwiderstand einen komplexen Wert besitzt. Bild 2 zeigt, wie sich derartige Spannungen zusammensetzen können. Sie bilden in der üblichen Zeigerdarstellungsweise ein gleichschenkliges Dreieck, von dem die Seiten bekannt sind. Daraus läßt sich im Bedarfsfalle der Winkel φ des komplexen Widerstandes gemäß den Winkelbeziehungen im gleichschenkligen Dreieck nach folgender Formel berechnen:

$$\varphi = 2 \arccos \frac{E}{2\,U_x} = 2 \arccos \frac{E}{2\,U_R}.$$

Der berechnete Winkel ist durch die Meßungenauigkeit der drei Spannungen nicht sehr genau.

Diese Meßmethode wird z. B. seit Jahren im Labor und in der Betriebsüberwachung des Rundfunks angewendet.

Leider treten beim Messen hoher Eingangsscheinwiderstände bei hohen Tonfrequenzen erhebliche Verfälschungen durch die durch das Röhrenvoltmeter bewirkte Unsymmetrie auf, während im Betriebsfall der Eingang des Gerätes seinen Generator meist symmetrisch belastet.

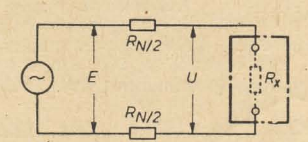


Bild 3: Prinzip des zweiten Widerstandsmeßverfahrens

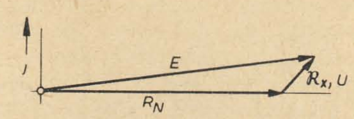


Bild 4: Widerstands-Spannungsdiagramm zur Messung nach Bild 3 mit komplexem R_x (Beispiel)

Eine vom Verfasser jahrelang angewandte Methode vermeidet diesen Nachteil und benötigt außerdem keinen geeichten Dekadenwiderstand.

Das Meßobjekt, d. h. der Eingang des Gerätes, wird über zwei gleiche hochohmige Widerstände, die in je eine Ader geschaltet sind, an einen symmetrischen Tongenerator angeschlossen (Bild 3). Die Spannung vor den Widerständen, d. h. am Tongeneratorausgang, sei mit E bezeichnet und U sei die Spannung am Gerät. $R_N/2$ sind die bekannten Widerstände, R_x der unbekannte Scheinwiderstand. Betrachtet man alle Widerstände als reelle Größen, so läßt sich, wie es sich aus der Schaltung ergibt, folgende Proportion aufstellen:

$$\frac{E}{R_N + R_x} = \frac{U}{R_x}.$$

Löst man nach R_x auf, so erhält man

$$R_x = \frac{U \cdot R_N}{E - U}.$$

Dagegen läßt sich einwenden, daß sowohl R_x wie auch U und E keine reellen Größen sind, sondern winkelbehaftet. Das Zeigerbild zeigt Bild 4. Man erkennt jedoch, daß für große R_N der Winkel von E sehr klein wird. Es läßt sich zeigen, daß die Differenz zwischen den Ergebnissen der komplexen Formel

$$\mathfrak{R}_x = \frac{\mathfrak{U} \cdot e^{j\varphi} \cdot R_N}{\mathfrak{E} \cdot e^{j\alpha} - \mathfrak{U} \cdot e^{j\varphi}}$$

und der reellen Formel verschwindend klein wird, sobald die Bedingungen $E \gg U$ und $\alpha \to 0$ erfüllt sind.

Man kann zeigen, daß für $|\mathfrak{E}| = 10\,|\mathfrak{U}|$ der maximal auftretende Fehler bei der Rechnung mit reellen Größen ungefähr 10% beträgt, bei $|\mathfrak{E}| = 20\,|\mathfrak{U}|$ sind es etwa 5%. Dieser größtmögliche Fehler tritt jedoch nur bei rein imaginärem $\mathfrak{R}_x$ auf, ein Fall, der fast nie vorkommt. Die Genauigkeit scheint in den meisten Fällen ausreichend zu sein.

Es macht oft Schwierigkeiten, die Spannung U symmetrisch, ohne die Symmetrie des Meßobjektes zu stören oder das Meßobjekt durch den Eingangswiderstand des Röhrenvoltmeters zu belasten, zu messen. Ist das Gerät, dessen Eingangsscheinwiderstand zu messen ist, selbst ein Röhrenvoltmeter, so ist die Messung kein Problem. Ist es aber ein beliebiger Vierpol, z. B. ein Verstärker, so läßt sich folgender Kunstgriff anwenden:

Der Vierpol besitzt das Übertragungsmaß ü (oder die Verstärkung v). Jede Spannung am Eingang wird, solange man sich im zugelassenen Aussteuerungsbereich befindet, am Ausgang um den Faktor ü vergrößert auftreten. Mißt man also in unserem Falle sowohl E wie U am Ausgang, so lautet die abgewandelte Formel:

$$R_x = \frac{ü \cdot U \cdot R_N}{ü \cdot E - ü \cdot U} = \frac{U \cdot R_N}{E - U}.$$

Es ergibt sich also nach dem Kürzen die gleiche Formel wie für die Messung am Eingang des Gerätes, Dies bedeutet aber, daß die Größe der Verstärkung und damit auch ihre Frequenzabhängigkeit ohne Einfluß auf die Messungen ist. Dort allerdings, wo das Übertragungsmaß ü = 0 wird, also z. B. bei Gleichspannung, versagt die Messung am Ausgang. Auch mathematisch wird der Ausdruck unbestimmt, da ein Kürzen mit ü in diesem Falle nicht möglich ist. Eingangswiderstände für Gleichspannung, soweit sie überhaupt von Interesse sind, lassen sich aber auf andere Art (Brücke, Stromspannungsmessung) bequem messen.

Man gelangt schließlich zur Meßschaltung gemäß Bild 5. Eine über den Frequenzbereich gemessene Kurve des Eingangsscheinwiderstandes zeigt Bild 6.

Mit Hilfe dieser Methode lassen sich z. B. die Beträge von Eingangsscheinwider-

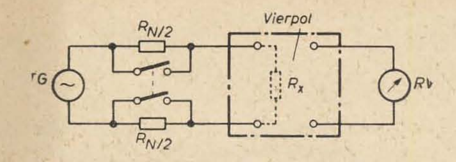


Bild 5: Meßschaltung zum Messen hoher symmetrischer Eingangsscheinwiderstände an Vierpolen

ständen bei allen üblichen Geräten der Studiotechnik messen (Größenordnung 3 bis 30 kΩ). Vergleiche mit der eingangs genannten Meßmethode bestätigten die große Überlegenheit des Verfahrens bei hohen Frequenzen, und bei Vergleichen mit Ergebnissen, die mit Scheinleitwertmeßbrücken erzielt wurden, zeigte sich, daß die Genauigkeit des angegebenen Verfahrens mit der Brückenmeßmethode vergleichbar ist. Voraussetzung ist allerdings, daß die genau bekannten Vorwiderstände groß gegenüber dem zu messenden Scheinwiderstand sind.

Davon kann man sich leicht bei einer ersten orientierenden Messung bei mittleren Frequenzen durch Vergleich der Werte von E und U überzeugen.

Es bleibt noch zu erwähnen, daß die Meßmethode auch an unsymmetrischen Geräten angewandt werden kann durch einfaches Zusammenfassen der beiden Vorwiderstände zu einem einzigen R_N, der nun in die heiße Leitung geschaltet wird.

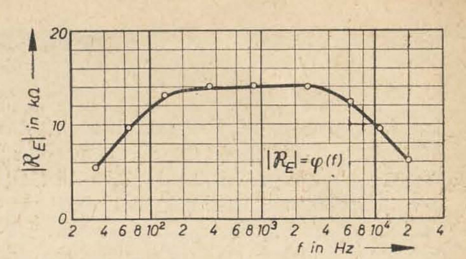


Bild 6: Beispiel einer gemessenen Scheinwiderstandskurve

GERHARD GRÄFE

12-Watt-Mischverstärker

Für kleine bis mittlere Säle wird oft ein Verstärker benötigt, der durch geringes Gewicht und günstige Bauform leicht transportabel und vielseitig verwendbar ist. Durch den flachen Aufbau ergibt sich eine schnelle Startbereitschaft, die durch Verwendung von Tauchspulenmikrofonen noch erhöht wird. Die verschiedensten Verbindungen lassen sich übersichtlich, schnellstens und sehr flexibel herstellen. Der Mithörlautsprecher gestattet die Kontrolle der abgehenden Sendung, wenn der Verstärker in nicht beschallter Zone aufgebaut wird.

Technische Daten

Kontinuierliche Tiefen- und Höhenentzerrung:
bei 50 Hz + 20 ··· — 15 dB
bei 12 kHz + 10 ··· — 20 dB
Frequenzbereich: 20···16000 Hz
Ausgangsleistung: 15 Watt bei Klirrfaktor 4,5%
12 Watt bei Klirrfaktor 1,5%
(am hochohmigen Ausgang gemessen)
Eingänge: 1 direkter Anschluß für Kristallmikrofon über eingebauten Vorverstärker, regelbar.
2 Mikrofon-Eingänge, geeignet für Tauchspulen- oder Kondensatormikrofone mit gleichem Anschlußwert, regelbar.
1 zusätzlicher Mikrofoneingang, regelbar.
1 Tonabnehmereingang, 1 Rundfunkeingang } umblendbar — regelbar.
Die Eingänge teilen sich in drei Gruppen (siehe Bild 1), wobei diese drei Gruppen untereinander stetig mischbar sind.
Ausgänge: 5, 15, 200, 400, 800 Ω und hochohmig gleichspannungsfrei.
Leistungsaufnahme: etwa 75 Watt bei 220 Volt

Mikrofon-Vorverstärker ECC 82

Die ECC 82 arbeitet als Vorverstärker für ein Kristallmikrofon oder andere hoch zu

Bild 1: Gesamtschaltbild des 12-W-Mischverstärkers. Am 5-Ω-Ausgang kann noch ein Mithörlautsprecher angeschlossen werden

verstärkende Geräte (siehe Bild 1). Durch den hohen Gitterableitwiderstand stellt sich ein Anlaufstrom ein und die Katodenkombination kann für das 1. System entfallen. Das 2. System ist über ein RC-Glied angekoppelt. Die Gittervorspannung wird durch einen Katodenwiderstand gewonnen, um Übersteuerungen, die durch große Lautstärkespitzen entstehen könnten, zu vermeiden.
Eine Gegenkopplung verhindert Verzerrungen und paßt den Frequenzgang des Kristallmikrofons, dem der sonst verwendeten hochwertigen Tauchspulenmikrofone weitgehend an.
Um Kratzgeräusche zu vermeiden, wird die Lautstärke erst nach dem Vorverstärker geregelt. Das Signal wird über das Entkopplungsglied 500 kΩ/100; pF dem Gitter des 2. Systems der nachgeschalteten ECC 83 zugeführt.

Vorstufe ECC 83

Am Gitter der ersten Triode der ECC 83 liegen die parallelgeschalteten Eingänge II und III. Hier können zwei Tauchspulenmikrofone angeschlossen werden. Die Eingänge besitzen im Mustergerät einen gemeinsamen Lautstärkeregler, dem nach dem Kopplungskondensator das Entkopplungsglied folgt, weil hier noch der Eingang IV sowie die Eingänge Phono und Radio anliegen, bei welchen die Regelung durch ein Umblendpotentiometer erfolgt. Dem Eingang Platte liegt der Eingang IV parallel, um noch ein weiteres Mirkofon bei Nichtverwendung des Schallplatteneinganges, anschließen zu können. Selbstverständlich könnten die Eingänge II und IV mit eigenen Reglern versehen werden; das Prinzip zeigt Bild 2.
Im 2. System der ECC 83 wird das gesamte Signal verstärkt und an das Klangregelnetzwerk weitergeführt.
Die Gegenkopplung der ersten ECC 83 wird einmal durch die nicht überbrückten Katodenwiderstände und zum anderen über den Gegenkopplungszweig Anode 2—1 MΩ—Katode 1 erreicht. Eine Übersteuerung dieser Stufen ist damit ausgeschlossen.

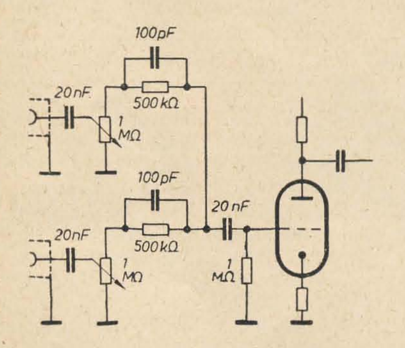
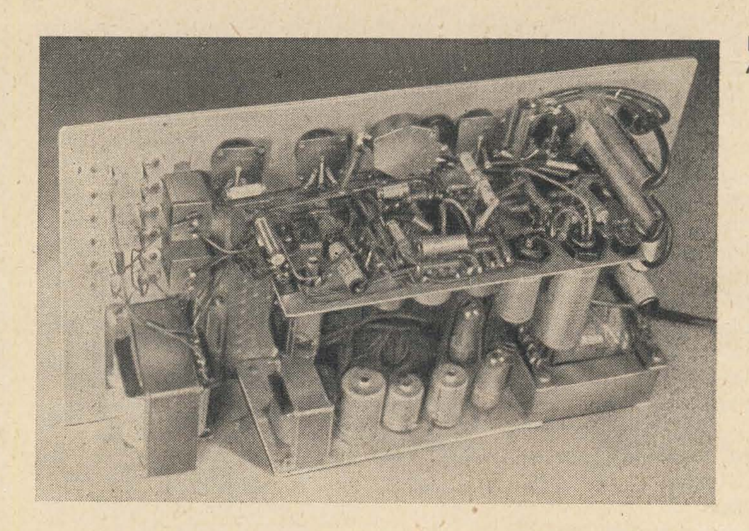


Bild 2: Prinzipschaltung für die Regelung jedes Einganges

Da der Verstärker in mittleren Sälen eingesetzt werden sollte, ergab sich als günstigstes Mittel ein Drehpunkt des Klangregelnetzwerkes bei etwa 800 Hz, d. h., ab 800 Hz nach oben und nach unten kann der Frequenzgang beeinflußt werden.
Die getrennte Höhen- und Tiefenregelung gestattet eine klanggetreue Anpassung der Wiedergabe an akustisch unvorbereitete Räume.


Bild 3: Mechanischer Aufbau des Gerätes

Verstärker- und Phasenumkehrstufe ECC 83

Die im Klangregelnetzwerk entstandenen Verluste an Lautstärke werden im ersten System der ECC 83 wieder ausgeglichen. Die Phasenumkehrröhre ist galvanisch mit der Vorröhre verbunden. Dieses Verfahren verhindert Phasendrehungen bei niedrigen Frequenzen.
Die Phasenumkehrung wird durch die Katodynschaltung der zweiten Triode erreicht. Diese Schaltung läßt sich leicht beherrschen und arbeitet hinreichend verzerrungsfrei.
Die Endröhren werden über 50 nF angekoppelt, um eine weiche Baßwiedergabe zu erhalten.

Endstufe

Die beiden EL 84 werden der Einfachheit halber über eine gemeinsame Katodenkombination mit der nötigen Gittervorspannung versorgt. Vor den Schirmgittern befinden sich Schutzwiderstände. Der handelsübliche Gegentakt-Ausgangsübertrager besitzt sekundär Anschlüsse für verschiedenste Anschlußwerte. Um Verzerrungen sehr wirksam zu vermindern, wird am 15-Ω-Anschluß eine Gegenkopplungsspannung abgegriffen, die zum aufgeteilten Katodenwiderstand der Treiberstufe über 50 kΩ zurückgeführt wird.
Der Anschluß eines hochohmigen Lautsprechers kann über die an den Anoden der EL 84 angeschlossenen 1-μF-Kondensatoren erfolgen. Im allgemeinen soll der Verstärker mit niederohmig angepaßten Lautsprechern betrieben werden, oder so, daß die Anpassung über an den Lautsprechern befindliche Trafos erreicht wird.

Netzteil

Um universell zu bleiben, läßt sich der Netztrafo auf die üblichen Netzspannungen umschalten. Der Netztrafo sollte unbedingt eine Schutzwicklung besitzen, damit durch Netzverkopplung und über die Mikrofonkabel, die als Gegengewicht fungieren, keine Brummodulation auftreten kann. Leider ist das bei dem Neumann-Trafo, der im Mustergerät verwendet wird, nicht der Fall. Die Fa. Neumann hat auf Anfrage leider einen negativen Bescheid gegeben, in dem es heißt, sie könne den Trafo nicht mit Schutzwicklung fertigen.
Die Mittelanzapfung der Anodenwicklung liegt über eine Sicherung, 200 mA, mittelträge, an Masse, um bei Röhrenschaden den Trafo zu schützen.
Durch den Entbrummer, der in der Heizleitung der Verstärkerstufen liegt, kann ein Minimum an Brummspannung eingeregelt werden.
Die beiden 100-Ω-Widerstände in den Anodenleitungen sind Schutzwiderstände, die gleichzeitig den Innenwiderstand des Trafos erhöhen. Der Widerstand vor den Katoden schützt die beiden Gleichrichterröhren, wenn einmal ein Schaden an den Elkos auftritt.

Allgemeine Hinweise

Die Betriebsspannungen der Vorstufen werden großzügig gesiebt, damit kein „Blubbern" auftreten kann.
Alle Arbeitswiderstände sind mit Kondensatoren überbrückt, um wilde Schwingungen, die außerhalb des Hörbereiches liegen, aber die Röhren zerstören, zu vermeiden.
Die in den Eingängen liegenden Entkopplungswiderstände werden ebenfalls mit kleinen Kapazitäten überbrückt, hier, um hohe Frequenzen ungeschwächt übertragen zu können.
Für den Anschluß der Eingangsbuchsen an den Verstärker hat sich abgeschirmtes, einadriges Mikrofonkabel bewährt (siehe Bild 3). Die an den Eingängen liegenden Koppelkondensatoren sind mit einer dünnen Metallfolie umwickelt, die an Masse gelegt sind.
Eine ganz exakte, gerade, schön aussehende Verdrahtung kann bei der gewünschten hohen Verstärkung zu üblen Kopplungen führen. Deshalb sei angeraten, die Röhrenfassungen auf kürzestem Wege zu beschalten, die Anschlußfahnen der Bauelemente sind schon zu lang. Die Vorwiderstände der Spannungsteiler können auf einer Lötösenleiste vereinigt werden, von der aber dann die Außenwiderstände direkt an die Anoden zu führen sind.

Das gesamte Klangregelnetzwerk wird auf einer anderen Lötösenleiste untergebracht. Von dort führen abgeschirmte Leitungen zu den Potentiometern, wo weitere Bauteile, die den Reglern parallel liegen, direkt mit angelötet werden.
Auf einer weiteren Stützleiste, sind die Schaltelemente um die Phasenumkehrstufe, bis zu den Steuergittern der Endröhren zu einem ziemlich symmetrischen Gebilde zusammengefaßt und ergeben damit sehr kurze Verbindungen.
Die Röhren ECC 82 und die beiden ECC 83 sind durch Metallhauben abgeschirmt. Alle Stufen besitzen einen eigenen Massebezugspunkt.
Sollte im Verstärker trotz sorgfältiger Arbeit ein Brumm entstehen, so ist zuerst einmal die Entscheidung zu treffen, ob es sich um ein NF- oder ein Netzbrumm handelt. Ein NF-Brumm kann nur durch zusätzliche Abschirmung beseitigt werden. In der Regel findet man die mit dem Fehler behaftete Stufe am schnellsten, indem man die Katoden von der Vorverstärkerröhre bis zur letzten Vorröhre einzeln ablötet, bis der Brumm bei einer ganz bestimmten Katode verschwindet. In der so ermittelten Stufe steckt dann der Fehler. Die Gitter der Röhren können ebenfalls zur Fehlersuche kurzgeschlossen werden, das geschieht durch kurzzeitiges Überbrücken mit einem Schraubenzieher gegen Masse.
Bei einem Netzbrumm ist die Sucharbeit schwieriger. In den meisten Fällen dürfte der Fehler an einem ungeeigneten Masseanschluß liegen. Unter Umständen muß man einen „brummfreien" Erdpunkt für den Katodenkondensator durch Versuch ermitteln. Auf diese Art läßt sich ein Brumm am leichtesten kompensieren. In die Kontrolle müssen natürlich die Röhren einbezogen werden.
Wenn der Verstärker einwandfrei arbeitet, ist außer einem starken Rauschen (bei voll aufgedrehten Lautstärkereglern) nur ein ganz geringes Brummen hörbar. Das Rauschen wiederum verschwindet, wenn die Eingänge belastet oder leise gestellt werden.
Durch eine Abstimmanzeigeröhre kann der Verstärker mit einer Aussteuerkontrolle versehen werden. Die Steuerspannung der Röhre wird mit einer Diode gleichgerichtet.
Es ergeben sich scharfe Kanten der Leuchtsektoren. Die Schaltung für eine Aussteuerungsanzeige zeigt Bild 4.
Die Steuerspannung wird am 400-Ω-Anschluß des Ausgangsübertragers abgenommen. Mit dem Potentiometer kann die Größe des Ausschlages reguliert werden. Abweichende Bemessung des mit

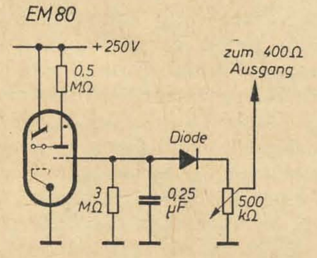


Bild 4: Schaltung für Aussteuerungsanzeige


Bild 5: Anordnung der Bedienungselemente

0,25 μF vorgesehenen Kondensators ergibt einen langsameren oder schnelleren Ausschlag der Anzeige.
Die mindestens 4 bis 6 mm dicke Grundplatte wird mit einigen Holzschrauben auf den Versteifungsleisten des Kof ers festgeschraubt, damit ergibt sich eine erstaunliche Stabilität des Koffers (siehe Bild 5). Das Mustergerät ist seit zwei Jahren ununterbrochen im Betrieb und arbeitet nach wie vor einwandfrei.
Unter dem Kofferdeckel ergibt sich ein Raum, in dem das Netzkabel und eine Standardausrüstung für schnelle Fälle bequem unterzubringen ist.
Die Grundplatte wird an geeigneten Stellen mit Bohrungen versehen, die von innen mit Drahtgaze verschlossen werden. Die Bohrungen ergeben durch die unterschiedliche Erwärmung im Innern des Koffers eine gute Ventilation, so daß sich die Bauteile nicht zu sehr erwärmen und die Betriebssicherheit gewahrt bleibt.
Auch die Bohrungen über dem Lautsprecher sind geschlossen. Zuoberst ist ein Bespannstoff, gleich darunter Drahtgaze angebracht. Nach Möglichkeit ist ein Lautsprecher mit abgedeckter Schwingspule zu verwenden, weil sonst zu leicht Späne in den Spalt geraten könnten, die den Lautsprecher zerstören würden.
Der vorliegende Beitrag soll allen denjenigen, die sich mit dem Problem befassen, einen kleinen handlichen Verstärker zu bauen, eine Anleitung sein, wie man es auch machen kann. Es ist immer richtig, sich vor dem Bau zu überlegen, ob die genannten Eingänge ausreichen, ob sie geregelt sein sollen oder wie hier im Mustergerät parallel liegen können. Als Regel gilt: je weniger Knöpfe, desto weniger Bedienungsfehler im Betrieb.

Zusammenstellung der verwendeten Einzelteile

Stück	Benennung
1	Netztrafo N 102/U (140 mA) (Fa. Neumann)
1	Netzdrossel 100 mA (Fa. Neumann)
1	Gegentakt-Ausgangsübertrager (Fa. Eltra); primär 2 × 4000 Ω; sekundär 5; 15; 200; 400; 800 Ω
7	Röhrenfassungen, Noval
2	Koax-Eingangsbuchsen
2	Tuchel-Eingangsbuchsen
8	Buchsenleisten Trolitul
1	Netzspannungswähler mit eingebauter Sicherung, 1 A
1	Sicherungselement, 200 mA, mittelträge
5	Drehknöpfe (oder entspr. mehr, wenn alle Eingänge regelbar)
2	Ausschalter
1	Lautsprecher, 1,5 W (15 Ω)
3	Abschirmhauben mit Befestigungsflansch
	div. feinmaschige Drahtgaze, Metallfolie, Lötösenleisten
2	EL 84
2	ECC 83
1	ECC 82
2	EZ 80 oder EZ 81
1	EM 80 (nur für Aussteuerkontrolle)
1	Kristalldiode (nur für Aussteuerkontrolle)

Widerstände

Stück	Größe
2	100 Ω; 2 W
1	100 Ω; 4 W
1	200 Ω; 4 W
1	250 Ω; 1/4 W
2	300 Ω; 1/4 W
2	1 kΩ; 1/4 W
3	2 kΩ; 1/4 W
1	10 kΩ; 1/4 W
4	25 kΩ; 1/2 W
2	50 kΩ; 1/2 W
1	50 kΩ; 1/4 W
11	100 kΩ; 1/4 W
2	100 kΩ; 1/2 W
1	200 kΩ; 1/4 W
3	200 kΩ; 1/2 W
5	500 kΩ; 1/4 W
1	500 kΩ; 1/2 W
6	1 MΩ; 1/4 W
1	5 MΩ; 1/4 W
1	Umblendpotentiometer 2 × 1 MΩ/1 b
4	Potentiometer 1 MΩ/1 b
1	Entbrummer 100 Ω, Draht

Kondensatoren

Stück	Größe
1	50 pF; 250 V; Keramik
10	100 pF; 250 V; Keramik
2	200 pF; 250 V; Keramik
1	500 pF; 250 V; Keramik, Epsilan
1	1 nF; 250 V; Roll oder Sikatrop
1	10 nF; 250 V; Roll oder Sikatrop
14	20 nF; 250 V; Roll oder Sikatrop
2	50 nF; 250 V; Roll oder Sikatrop
1	0,1 μF; 500 V ~
2	1 μF; 500 V; MP-Bosch-Becher
2	Niedervoltelkos; 8 μF; 60/70 V; VEB Tonmechanik
1	Niedervoltelko 100 μF; 12/15 V; VEB Tonmechanik
1	Doppelelektrolyt 16 + 16 μF; 350/385 V
1	Doppelelektrolyt 32 + 32 μF; 350/385 V
1	Elektrolytkondensator 16 μF; 500/550 V
1	Elektrolytkondensator 25 μF; 500/550 V

Ing. GÜNTER STURM
Mitteilung aus dem VEB Meßgerätewerk Zwönitz

HEIMMAGNETTONGERÄT BG 20-3

Im Zuge der Weiterentwicklung des bekannten Tonbandgerätes BG 20 „Smaragd"[1]) entstanden die Geräte BG 20-1, BG 20-2 und jetzt BG 20-3. Dabei wurde besonderer Wert auf Verbesserungen elektrischer Art und höheren Bedienungskomfort gelegt. Die Geräte BG 20-1 und BG 20-2 unterscheiden sich im wesentlichen durch die unterschiedliche Bandgeschwindigkeit. Um dem Wunsch der Tonbandfreunde nach einer längeren Spieldauer eines Bandes entgegenzukommen, erschien das BG 20-2 erstmalig mit einer Bandgeschwindigkeit von 9,5 cm/s auf dem Markt. Das BG 20-3 vereint nun die beiden Bandgeschwindigkeiten von 19,05 cm/s und 9,5 cm/s in einem umschaltbaren Gerät. Auch mit der geringen Bandgeschwindigkeit 9,5 cm/s lassen sich noch recht gute Aufnahmen herstellen. Natürlich wird man bei höheren Ansprüchen und je nach Art der Aufnahme auf 19,05 cm/s zurückgreifen.

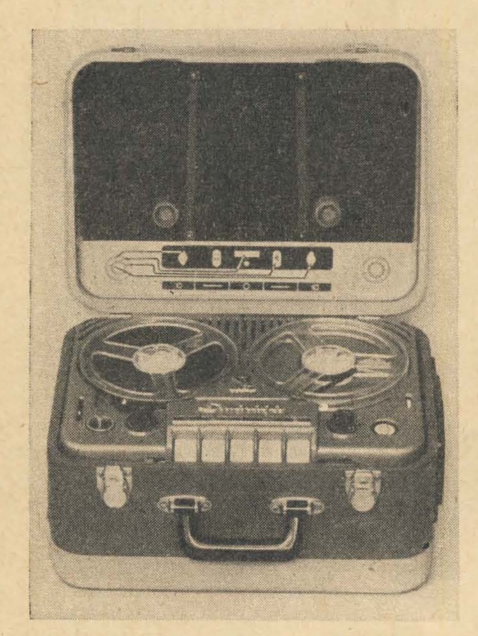


Bild 1: Tonbandgerät BG 20-3 als Kofferausführung

Zur besseren Übersicht noch einige Erläuterungen zu den Typen BG 20-1 und BG 20-2. Der gesamte mechanische Aufbau und der Antrieb blieben beim BG 20-1 gegenüber dem BG 20 bis auf Bandzähluhr und Tonblende fast unverändert. Eine grundsätzliche Änderung wurde in der Entzerrerschaltung vorgenommen, wobei der mechanische Aufbau des Entzerrers unverändert geblieben ist. Dieser Entzerrer wird nun, abgesehen von einigen kleinen Änderungen, sowohl beim BG 20-2 als auch beim BG 20-3 verwendet. In mechanischer Hinsicht (Aufbau, Antrieb) besteht zwischen BG 20-2 und BG 20-3 kein wesentlicher Unterschied.

Laufwerk

Der Antrieb des BG 20-3 erfolgt durch einen polumschaltbaren Asynchronmotor (2800/1400 U/min). Zum Motorkondensator C_{31} von 3 μF lassen sich noch 0,3 μF für Abgleichzwecke zuschalten. R_{44} (600 Ω, 15 W) dient zur Feineinstellung der Bandgeschwindigkeit für 9,5 cm/s. Mit S_{15} wird der Motor umgeschaltet. Der Hebel zum Betätigen des Umschalters ist im Bild 1 links hinter der Zähluhr sichtbar. Steht er in Richtung Zähluhr, so ist das Gerät auf die Bandgeschwindigkeit 19,05 cm/s, im anderen Falle auf 9,5 cm/s geschaltet. Das Antriebsband wurde durch eine größere Breite verbessert.

Symmetrisch zum Magischen Auge (EM 11) ist auf der linken Geräteseite die Bandzähluhr angeordnet. Sie ist äußerlich dem Zifferblatt einer Uhr ähnlich. Die beiden Zeiger dienen zur Anzeige der Spielzeit bzw. der gespielten Bandlänge. Der Antrieb der Uhr erfolgt über eine vom vorbeilaufenden Tonband mitgenommene gummierte Rolle, die mit der Zähluhr über eine Gummipeese verbunden ist. Dadurch besteht die Möglichkeit, bestimmte bespielte Teile des Bandes leicht wiederzufinden. Vor Beginn der Aufnahme und am Anfang eines zu bespielenden Bandes bzw. vor Beginn der Wiedergabe und am Anfang eines abzuspielenden Bandes stellt man die Zähluhr auf 12 (ähnl. 12.00 Uhr). Wird nach jeder beendeten Aufnahme die Stellung der Zähluhr notiert, so ist die Möglichkeit gegeben, aus einem bespielten Band die gesuchte Stelle schnell wieder herauszufinden. Mit Hilfe der Zähluhr läßt sich außerdem die verbrauchte oder noch zur Verfügung stehende Meterzahl an Tonband berechnen und darüber hinaus die Spieldauer kontrollieren.

Hinter dem Magischen Auge EM 11 hat der Tonblendenregler R_{31} seinen Platz. Mit diesem Regler kann man bei Wiedergabe von bespielten Bändern die hohen Frequenzen (> 6000 Hz) bzw. die tiefen Frequenzen (< 1000 Hz) beschneiden. Die Mittelstellung des Reglers ist die Normalstellung. Diese Regelmöglichkeit ist natürlich nur bei Wiedergabe gegeben und wirkt nur auf die eingebaute Endstufe. Auf die Ausgangsspannung, die an Bu_4 abgenommen werden kann, hat der Regler keinen Einfluß. In Stellung „Aufnahme" bleibt er ebenfalls ohne Wirkung. Als weitere Verbesserung sei die sogenannte „Tricktaste" und die „Aussteuerungskontrolle in Stellung Halt" erwähnt. Der bereits vom BG 20 her bekannte Mithörhebel, der rechts neben der Wiedergabetaste angebracht ist, übernimmt die

[1]) Eine ausführliche Beschreibung des BG 20 „Smaragd" wurde in RADIO UND FERNSEHEN Nr. 2 (1957) veröffentlicht.

Bild 2: Laufwerk von oben. Links über der Zähluhr ist der Umschalter S_{14}, S_{15} zu erkennen. Vor der Aufnahmetaste (linke Taste) liegt der Federsatz S_{12}. Rechts neben der Wiedergabetaste (rechte Taste) ist der Federsatz S 13.1 und S 13.2 zur Löschstromunterbrechung und Aussteuerungskontrolle angebracht. Rechts hinter dem abgeschirmten Kombikopf und auf der Kopfabschirmung selbst sind die Befestigungsstreifen mit den beiden Kompensationsspulen sichtbar

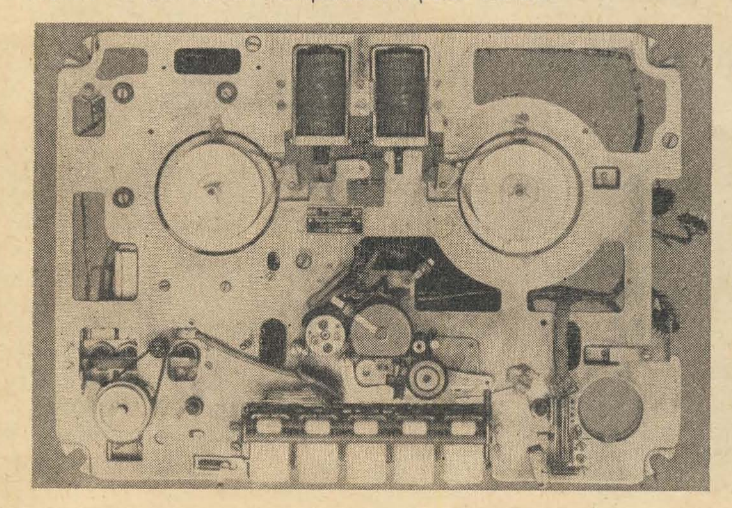
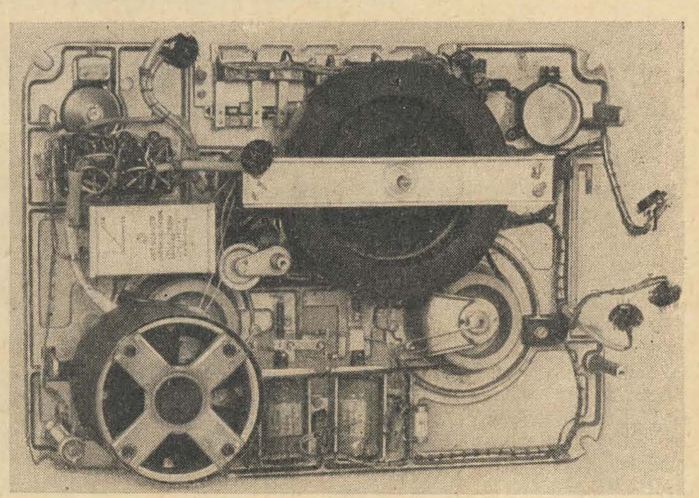


Bild 3: Laufwerk von unten. Links unten neben dem abgeschirmten Motor der Widerstand R_{44} zur Feineinstellung der Bandgeschwindigkeit. Über dem Motor ist der Motorkondensator und darüber der verdrahtete Umschalter S_{14}, S_{15} zu sehen. Rechts oben unterhalb der Wiedergabetaste der Befestigungswinkel für Dr_6 und R_{45}



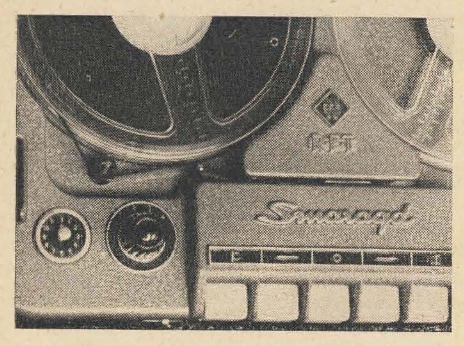


Bild 4: Antrieb der Zähluhr über die gummierte Antriebsrolle durch Vorbeilaufen des Tonbandes und neue Bandführung. Der Führungsbolzen rechts neben der Antriebsrolle dient zur Einhaltung des Umschlingungswinkels am Löschkopf

Funktionen der Tricktaste und der Aussteuerungskontrolle mit.

Tricktaste

Der Mithörhebel schließt in seiner Ruhestellung einen Federsatz ($S_{13.1}$, Kontakt 1—2), über den bei „Aufnahme" der Löschstrom fließt. Soll nun eine bereits vorhandene Aufnahme nochmals besprochen oder betont werden, so wird der Mithörhebel nach links geschoben und dadurch $S_{13.1}$, Kontakt 1—3 geschlossen und $S_{13.1}$, Kontakt 1—2 geöffnet. Dadurch wird der Löschstrom unterbrochen und der HF-Generator (Tr_3) arbeitet auf die Ersatzinduktivität Dr_6, R_{45}. Das am Löschkopf vorbeilaufende Band kann also nicht mehr gelöscht werden, die vorhandene Aufnahme bleibt erhalten. — Durch den Vormagnetisierungsstrom, der den Sprechkopf durchfließt, erfolgt eine gewisse Dämpfung der auf dem Band befindlichen Aufnahme. — Mit Hilfe dieser „Tricktaste" können Bänder bei Bedarf mehrfach bespielt werden, d. h. man hat z. B. die Möglichkeit, eine Sprachaufnahme mit Musik zu untermalen.

Aussteuerungskontrolle

Wird der Mithörhebel in Stellung „Halt" des Gerätes nach links geschoben, so wird $S_{13.2}$ und damit der Relaisstromkreis (rs_1—rs_2) geschlossen, der den Entzerrer auf „Aufnahme" umschaltet. Durch Betätigen des Mithörhebels öffnet sich gleichzeitig S_{10}, der den NF-mäßigen Kurzschluß an $Rö_{2/II}$ aufhebt. Dadurch kann bereits in Stellung „Halt" des Gerätes beim Anlegen einer Eingangsspannung (z. B. Anschluß eines Rundfunkgerätes) mit dem Regler R_{11} an Hand des Magischen Auges $Rö_4$ der notwendige Aussteuerungsgrad eingestellt werden, ohne das ein Bandtransport erfolgt. Damit die ursprüngliche Funktion des Mithörhebels beim schnellen Vor- oder Rücklauf erhalten bleibt, wird in diesen beiden Betriebsartenstellungen entweder $S_{4.2}$ (Vorlauf) oder $S_{3.2}$ (Rücklauf) geöffnet.

Entzerrer

Der Entzerrer wird sowohl für Aufnahme als auch für Wiedergabe verwendet. Die Umschaltung erfolgt durch Relais (rs_1 und rs_2) und durch Schalter (S_1, S_5, S_6, S_{10}, S_{12}, S_{14}). Je nach Wahl des Einganges

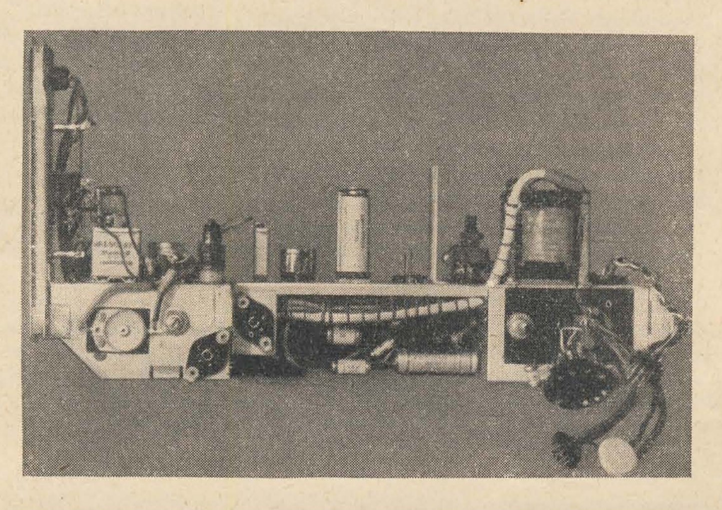


Bild 5: Entzerrer. Links der Trimmer zur Einstellung des Vormagnetisierungsstromes. Rechts daneben die beiden Fassungen für die Anschaltung des Kombikopfes und die Verbindung der Einstellregler zum S_{14}. Links neben dem Ausgangsübertrager Tr_4 der HF-Generator Tr_3. Rechts vorn im Bild die Leitung mit Tonblendenregler R_{31}

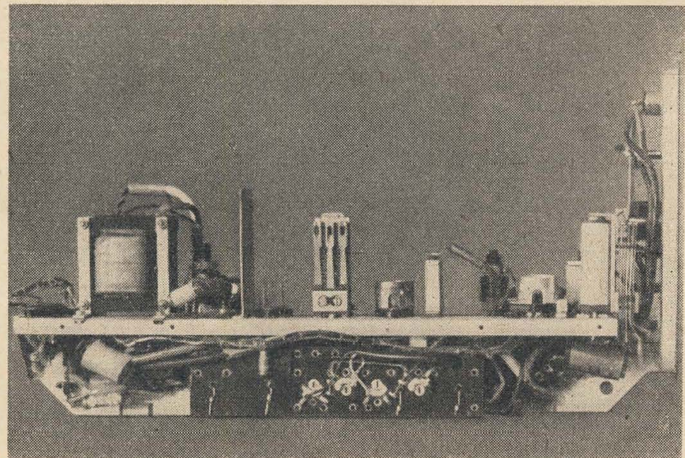


Bild 6: Entzerrer von hinten. In der Mitte der Lötösenplatte die vier Einstellregler. Von links nach rechts: R_{40}, R_{42}, R_{41}, R_{43}

Technische Daten

Bandgeschwindigkeit:
9,5 cm/s, 19,05 cm/s; umschaltbar

Spieldauer:
2 × 30 min bei CH-Band
2 × 45 min bei CH-Langspielband für 19,05 cm/s
2 × 60 min bei CH-Band
2 × 90 min bei CH-Langspielband für 9,5 cm/s

Spielzeitkontrolle:
Bandzähluhr

Antrieb:
Polumschaltbarer Asynchronmotor

Umspulzeit:
etwa 3 min

Spursystem:
Doppelspur

Größte Bandspule:
178 mm ∅, entspricht 350 m Spule

Bandsorte:
CH-Band vom VEB Filmfabrik AGFA Wolfen bzw. CH-Langspielband

Aussteuerungsanzeige:
Magisches Auge (EM11) bei Aufnahme und Wiedergabe in Betrieb

Löschung und Vormagnetisierung:
Hochfrequenz etwa 60 kHz

Eingänge:
3,5···400 mV (z. B. für Mikrofon)
0,04···2,5 V (z. B. für Diodenanschluß)
1,0···80 V (z. B. für hochohmigen Ausgang von älteren Rundfunkgeräten)

Ausgänge:
1,0 V an 8 kΩ unsymm. (Bu_4)

Lautsprecher:
perm. dyn. Ovallautsprecher 1,5 W

Ausgangsleistung:
2,5 W an 5 Ω

Frequenzbereich:
60···9000 Hz nach DIN 45511 für 9,5 cm/s
60···12000 Hz nach DIN 45511 für 19,05 cm/s

Fremdspannungsabstand:
40 dB

Kurzzeitige Geschwindigkeitsschwankungen:
0,3% für 19,05 cm/s
0,5% für 9,5 cm/s

Netzanschluß:
Wechselspannung 110, 125, 150, 220, 240 V

Sicherungen:
Si_1 für 110···150 V, 1,6 A mittelträge
für 220···240 V, 1,0 A mittelträge
Si_2 0,2 A mittelträge
Si_3 1,0 A mittelträge

Leistungsaufnahme:
etwa 70 W

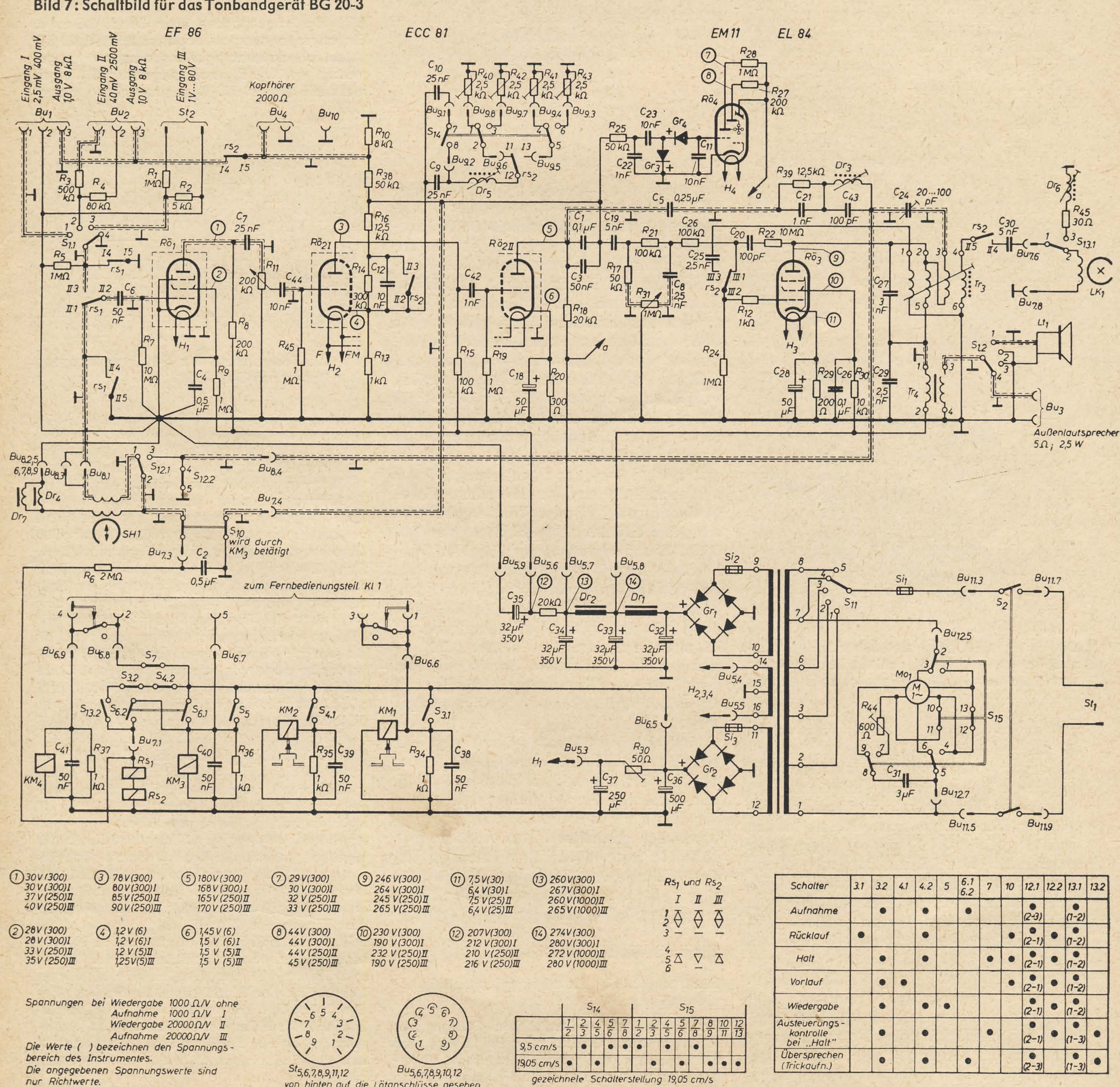
Röhrenbestückung:
EF 86, ECC 81, EL 84, EM 11

Abmessungen in mm:
Chassis: 390 × 278 × 160
Koffer: 435 × 350 × 225

Gewicht:
Chassis: etwa 15 kg
Koffer: etwa 18 kg

(Eingang I—II—III) gelangt die Eingangsspannung an das Gitter der EF 86 ($Rö_1$), die in Anlaufschaltung arbeitet (Katode an Masse, Gitter über 10 MΩ an Masse). Zwischen der ersten und zweiten Stufe liegt der Aussteuerungs- bzw. Lautstärkeregler R_{11} (200 kΩ). $Rö_2$ arbeitet mit einem festen Gitterableitwiderstand, der das mitunter aufgetretene „Kratzen" bei Bedienung des Reglers weitgehendst beseitigt. Von der Anode der dritten Stufe wird die NF-Spannung über $C_1 \parallel C_3$ einem Aufsprechentzerrglied R_{39}, C_{21} und dem Sperrkreis Dr_3, C_{43} dem Kombikopf SH 1 zugeführt, der das Band entsprechend magnetisiert. Bei Aufnahme ist nur eine Wicklung eingeschaltet. Über C_{24} wird außerdem der Vormagnetisierungsstrom eingekoppelt, dessen Höhe ebenfalls durch C_{24} einstellbar ist. An $C_1 \parallel C_3$ wird die verstärkte Spannung für die Aussteuerungsanzeige durch $Rö_4$ (EM 11) abgegriffen. Weiterhin kann an Bu_4 die verstärkte NF-Spannung für Kontrollzwecke abgenommen werden. Die Entzerrung der hohen Frequenzen erfolgt durch den in der Katode von $Rö_{2/I}$ liegenden Serienresonanzkreis Dr_5, C_9 bzw. Dr_5, $C_9 \parallel C_{10}$. Die Einstellung der Höhenanhebung erfolgt in Stellung „Aufnahme" für 9,5 cm/s durch den Einstellregler R_{43} und für 19,05 cm/s durch R_{41}, indem der Resonanzkreis bedämpft wird (siehe Hinweise für den Abgleich). Die Entzerrung ist also für zwei Bandgeschwindigkeiten ausgelegt und wird mit S_{14} (S_{14} und S_{15} sind eine Baueinheit) umgeschaltet. In Stellung 9,5 cm/s wird zu C_9 C_{10} parallel geschaltet und dadurch die Resonanzfrequenz des Resonanzkreises von 13,5 kHz bei 19,05 cm/s auf 10 kHz bei 9,5 cm/s umgeschaltet.

$Rö_3$ (EL 84) arbeitet als HF-Generator und erzeugt den notwendigen Lösch- und Vormagnetisierungsstrom. Die Auskopplung des Löschstromes erfolgt als Resonanzauskopplung, wobei C_{30} und LK 1 einen Serienresonanzkreis bilden. Die Höhe des Löschstromes wird mit einem Maniferkern eingestellt. Als eigentlicher Schwingkreis wirken C_{27} und Wicklung 2—5 von Tr_3. Wicklung 1—6 dient als Rückkopplungswicklung, der Vormagnetisierungsstrom wird über Wicklung 2—3



	S_{14} 1/2	2/3	4/5	5/6	7/8	S_{15} 1/2	2/3	4/5	5/6	7/8	8/9	10/11	12/13
9,5 cm/s		●		●	●	●		●		●			
19,05 cm/s	●		●				●		●		●	●	●

Schalter	3.1	3.2	4.1	4.2	5	6.1 6.2	7	10	12.1	12.2	13.1	13.2
Aufnahme		●		●		●			● (2-3)		● (1-2)	
Rücklauf	●			●				●	● (2-1)	●	● (1-2)	
Halt		●		●			●	●	● (2-1)	●	● (1-2)	
Vorlauf		●	●					●	● (2-1)	●	● (1-2)	
Wiedergabe		●		●	●				● (2-1)	●	● (1-2)	
Aussteuerungskontrolle bei „Halt"		●		●			●		● (2-1)	●	● (1-3)	●
Übersprechen (Trickaufn.)		●		●		●			● (2-3)		● (1-3)	●

Bild 7: Schaltbild für das Tonbandgerät BG 20-3

von Tr_3 und C_{24} ausgekoppelt. Der auf die Frequenz des HF-Generators abgeglichene Sperrkreis Dr_3, C_{43} verhindert ein Abfließen der HF-Spannung in den Entzerrer.
Bei Wiedergabe wird die im Kombikopf SH 1 induzierte Spannung an das Gitter von $Rö_1$ gelegt. Die Wicklungen des Kombikopfes sind hintereinander geschaltet. Vom Gitter 1 der EF 86 aus nimmt die NF-Spannung den gleichen Weg wie bei Aufnahme. Ein Unterschied besteht lediglich darin, daß an der Anode von $Rö_{2/II}$ einmal die Spannung an B_4u bzw. den parallel geschalteten Ausgängen Bu_1 und Bu_2 abgenommen und zur Aussteuerung eines Rundfunkgerätes oder Verstärkers verwendet werden kann und zum anderen über C_{19}, dem Regelglied (Tonblende) R_{31}, R_{17}, R_{21}, C_8 dem Gitter der Endröhre EL 84 zugeführt wird, die auf den Ausgangsübertrager Tr_4 und den angeschlossenen Lautsprecher arbeitet. Der Anschluß eines Außenlautsprechers ist über Bu_3 möglich ($t = 5\,\Omega$).
Bei Wiedergabe arbeitet $Rö_4$ (EM 11) ebenfalls mit. Hierdurch ist eine Aussteuerungsanzeige auch bei Wiedergabe möglich, um eine Übersteuerung der Endstufe zu vermeiden. Die Höhenentzerrung erfolgt wieder durch den in der Katode von $Rö_{2/I}$ liegenden Resonanzkreis. Die Einstellung der Höhenanhebung erfolgt in Stellung Wiedergabe für 9,5 cm/s durch den Einstellregler R_{42} und für 19,05 cm/s durch den Einstellregler R_{40}, während die Tiefenanhebung über C_{12} und R_{14} vorgenommen wird.

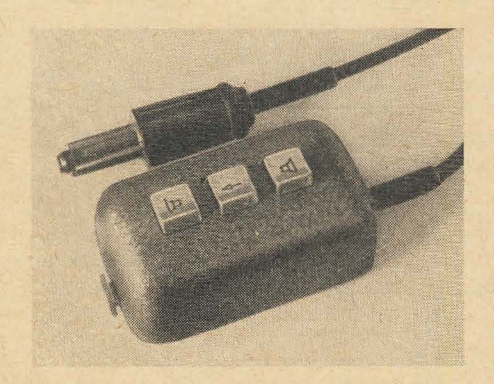


Bild 8: Fernbedienungsteil mit dem Klinkenstecker. Oben sind die drei Bedienungstasten und links der Arretierungshebel zu erkennen

Bei der Verdrahtung des Entzerrers wurde besonderer Wert auf Verwendung kapazitätsarmer Leitungen für wichtige NF-Leitungen gelegt, um dem möglichen Abfall hoher Frequenzen wirksam zu begegnen. Der Verlegung der Netzleitungen wurde gleichfalls besondere Beachtung geschenkt. Das Gerät ist mit einem doppelpoligen Ausschalter versehen, sämtliche Netzspannung führenden Leitungen sind aus dem Kabelbaum entfernt und erhielten getrennte Steckverbindungen. Durch diese Maßnahme konnte die Spannungsfestigkeit wesentlich erhöht werden. Zur Verringerung der Fremdspannung wurde der Motor mit einem Abschirmzylinder versehen, die Netzschalteranschlüsse am Regler R_{11} abgeschirmt und eine zweite Kompensationsspule angebracht. Damit wird eine sichere Einhaltung des Fremdspannungsabstandes auch bei der Umschaltung des Gerätes gewährleistet und den bestehenden internationalen Normen Rechnung getragen.

Netzteil

Der Netzteil konnte in seiner ursprünglichen Form (BG 20) beibehalten werden. Die erwähnte Änderung bei der Verlegung der Netzleitungen und das Anbringen getrennter Steckverbindungen trifft auch für den Netzteil zu.

Beschriftung des Gerätes

An Stelle der bisherigen Polyamidschilder werden Bezeichnungsschilder aus Aluminium goldeloxiert verwendet. Gleichzeitig wurde die Beschriftung der Tastenfunktionen den international gebräuchlichen Bezeichnungen angepaßt:

- Aufnahme,
- ← Rücklauf,
- ○ Halt
- → Vorlauf,
- Wiedergabe.

Fernbedienungsteil

Für alle Tonbandgeräte, BG 20, BG 20-1, BG 20-2 und BG 20-3, ist an der Rückseite die Anschlußmöglichkeit für ein Fernbedienungsteil vorgesehen. Dieses wird in Kürze im Handel erscheinen. Der Fernbedienungsteil ist ein kleines handliches Zusatzgerät mit drei Drucktasten, einer seitlich angebrachten Verriegelungstaste und einem 5 m langen Kabel mit Klinkenstecker. Jede Taste kehrt nach dem Betätigen wieder in ihre Ruhelage zurück und löst die eingeschaltete Funktion. Soll die gewünschte Betriebsstellung erhalten bleiben, muß die betätigte Taste mit dem Arretierungshebel festgelegt und kann erst nach Lösen der Arretierung wieder ausgeschaltet werden. Mit dem Fernbedienungsteil können Wiedergabe und schneller Rücklauf geschaltet werden, Beim Zusammenschalten mit dem Tonbandgerät muß darauf geachtet werden, daß sowohl am Gerät als auch am Fernbedienungsteil alle Tasten ausgelöst sind, das Gerät also in der Haltstellung ist. Es ist unbedingt darauf zu achten, daß die gewünschte Betriebsart jeweils nur mit den Tasten des Tonbandgerätes oder mit denen des Fernbedienungsteiles geschaltet wird.
Gleichzeitige Betätigung der Tasten des BG 20 und des Fernbedienungsteiles kann zu Fehlschaltungen führen (Bandriß usw.). Mit Hilfe des Fernbedienungsteiles wird der Einsatz des BG 20 als Diktiergerät wesentlich erleichtert. Das Abhören von Diktaten kann dabei über einen an Bu_4 anzuschließenden Kopfhörer erfolgen, der eingebaute Lautsprecher wird abgeschaltet (S_1 in Stellung II oder III bringen).

Hinweise für den elektrischen Abgleich

Eintaumeln des Kombikopfes und Spureinstellung

Zur eindeutigen rechtwinkligen Stellung des Kopfspaltes zur Laufrichtung des Bandes muß der Kombikopf entsprechend eingetaumelt werden. Man verwendet dazu ein Meßband bzw. ein

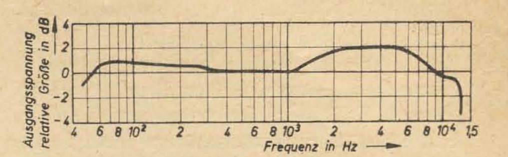


Bild 9: Frequenzgang über Band, 19,05 cm/s. Eingangsspannung an Bu_2 etwa 2,5 mV, 20 dB unter Vollaussteuerung. Ausgangsspannung gemessen an Bu_4. R_{11} voll aufgedreht; R_{40} nach Meßband abgeglichen, R_{41} entsprechend eingestellt

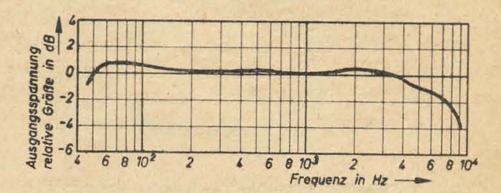


Bild 10: Frequenzgang über Band, 9,5 cm/s. Eingangsspannung an Bu_2 etwa 2,5 mV, 20 dB unter Vollaussteuerung. Ausgangsspannung gemessen an Bu_4. R_{11} voll aufgedreht, R_{42} nach Meßband eingestellt. R_{43} entsprechend eingestellt

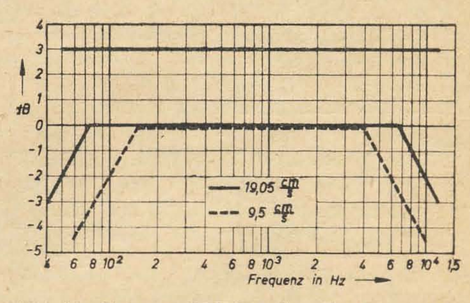


Bild 11: Toleranzfeld für den Frequenzgang über Band nach DIN 45511

speziell für diesen Zweck hergestelltes Testband mit einer aufgezeichneten Frequenz von 8000 bzw. 9000 Hz, da sich damit ein ausgesprochen deutliches Spannungsmaximum beim Taumelvorgang ergibt. Mit der seitlich hinter dem Kombikopf sitzenden Schraube läßt sich der Kopf in seiner horizontalen Lage zum Band verändern, mit der seitlich rechts hinter dem Kombikopf sitzenden Madenschraube wird die Kopfhöhe (vertikal) zur genauen Einstellung der Spur variiert. Nach dem Auflegen des Testbandes und Anschluß eines Röhrenvoltmeters an Bu_4 wird die Wiedergabetaste betätigt. Die „Taumelschraube" wird so lange verdreht, bis ein deutliches Spannungsmaximum am Röhrenvoltmeter abgelesen werden kann, wobei die Größe der Spannung bereits einen gewissen Aufschluß über die Empfindlichkeit des Tonkopfes gibt. Für die Spureinstellung ist wichtig, daß das Band etwa 0,1···0,2 mm unterhalb der oberen Paketkante des Kombikopfes läuft. Man erhält so eine absolute Sicherheit gegen Überspielen oder Übersprechen beider Spuren, weil sich durch diese Maßnahme die „tote Zone" zwischen beiden Spuren vergrößert.
Am Löschkopf dagegen soll die obere Kante des Maniferringes mit der Bandoberkante abschließen, damit jede Spur sicher gelöscht wird. Bei diesen Einstellungen ist außerdem auf unbedingte Einhaltung der richtigen Umschlingung des Bandes am Kombi- und Löschkopf zu achten. Die Anlage des Bandes an den Köpfen hat symmetrisch zum Spalt zu erfolgen. Zu diesem Zweck hat der Kombikopf am oberen Druckstück eine Markierung, die die Lage des Spaltes anzeigt. Die vor dem Spalt des Kombikopfes laufende Bandandruckrolle soll so justiert sein, daß sie das Band an den Spalt andrückt und dabei eine Andruckkraft von etwa 10 g ausübt.

Einstellen des Vormagnetisierungsstromes

Zu diesem Zweck wird das kopfseitige Ende der beiden parallel geschalteten Kompensationsspulen Dr_4 und Dr_7 abgelötet und der Kombikopf über 10 bzw. 100 Ω an Masse gelegt. Danach wird die Aufnahmetaste betätigt und mit einem Röhrenvoltmeter der Spannungsabfall am eingeschalteten Widerstand gemessen. Bei 200 mV fließt ein Strom

$$I = \frac{U}{R} = \frac{200}{100} = 2\ \text{mA}.$$

Der Strom kann mit dem Trimmer C_{24} eingestellt werden, der mit einem isolierten Schraubenzieher durch ein Loch neben der Zähluhr zugänglich ist.
Als guter Mittelwert für den Vormagnetisierungsstrom gilt für die Typen BG 20-1, BG 20-2 und BG 20-3 etwa 1,5 mA.

Einstellen des Löschstromes

Hierbei wird das masseseitige Ende des Löschkopfes abgelötet und über 1 Ω an Masse gelegt. Es wird dann ebenfalls der Spannungsabfall an diesem Widerstand gemessen. Nach Betätigen der Aufnahmetaste läßt sich durch Verdrehen des Kernes von Tr_3 ein deutliches Strommaximum finden. Der Mittelwert für den Löschstrom liegt bei 150 mA. Sollte sich ein geringerer Wert einstellen, so ist die Ankoppelspule (oberste Wicklung — wenig Windungen von Tr_3) zur Schwingkreisspule hin zu verschieben. Ein am Röhrenvoltmeter abgelesener Wert von z. B. 200 mV zeigt an, daß der Löschstrom 200 mA beträgt. Die Löschfrequenz liegt bei etwa 60 kHz.

Abgleich des Sperrkreises

Der Sperrkreis Dr_3, C_{43} riegelt die HF vom Entzerrer ab. Der Abgleich geht wie folgt vor sich: Aufnahmetaste drücken, Regler R_{11} zudrehen. An Bu_4 mit einem Röhrenvoltmeter die HF-Spannung messen. Durch Verdrehen des Kernes von Dr_3 auf Spannungsminimum an Bu_4 einstellen. Danach ist dieser Resonanzkreis auf die Löschfrequenz abgeglichen.

Abgleich des Resonanzkreises $C_9 \| C_{10}$, Dr_5

An Bu_2 (Wahl des Eingangs richtet sich nach der Größe der zur Verfügung stehenden Spannung) eine NF-Spannung (f = 10000 Hz) von etwa 2,5 mV anlegen. Regler R_{11} voll aufdrehen. S_1 in Stellung II bringen. Röhrenvoltmeter an Bu_4 anschließen. S_{15} (Motorschalter) in Stellung 9,5 cm/s bringen. Aufnahmetaste betätigen. Die Lage des Kernes von Dr_5 wird jetzt so lange verändert, bis sich am Röhrenvoltmeter Spannungsmaximum ergibt. Der Resonanzkreis $C_9 \| C_{10}$, Dr_5 ist somit auf eine Frequenz von 10000 Hz für 9,5 cm/s abgestimmt. Vor dem Abgleich müssen die Regler R_{40}, R_{41}, R_{42} und R_{43} zugedreht werden, d. h. ihr Widerstand = 0 Ω, damit die volle Anhebung wirken kann. Wird C_{10} abgeschaltet, so ergibt sich eine Resonanzfrequenz von etwa 13,5 kHz. Diese dient für die Bandgeschwindigkeit von 19,05 cm/s zur Anhebung und wirkt ebenfalls bei Aufnahme und Wiedergabe.
Die Größe der Anhebung ist für beide Schalterstellungen von S_{14} (19,05 cm/s und 9,5 cm/s mit folgenden Einstellreglern vorzunehmen:

9,5 cm/s Aufnahme: R_{43}
19,05 cm/s Aufnahme: R_{41}
9,5 cm/s Wiedergabe: R_{42}
19,05 cm/s Wiedergabe: R_{40}

Die Lage dieser Regler kann aus Bild 6 entnommen werden.
Diese Regler ermöglichen eine weitgehende Beeinflussung des Frequenzganges. Da die Resonanzfrequenzen oberhalb der angegebenen Grenzfrequenzen für den Frequenzgang liegen, ist die Anhebung für diese ebenfalls noch voll wirksam. (Siehe Kurven für Aufnahme- und Wiedergabefrequenzgang.)

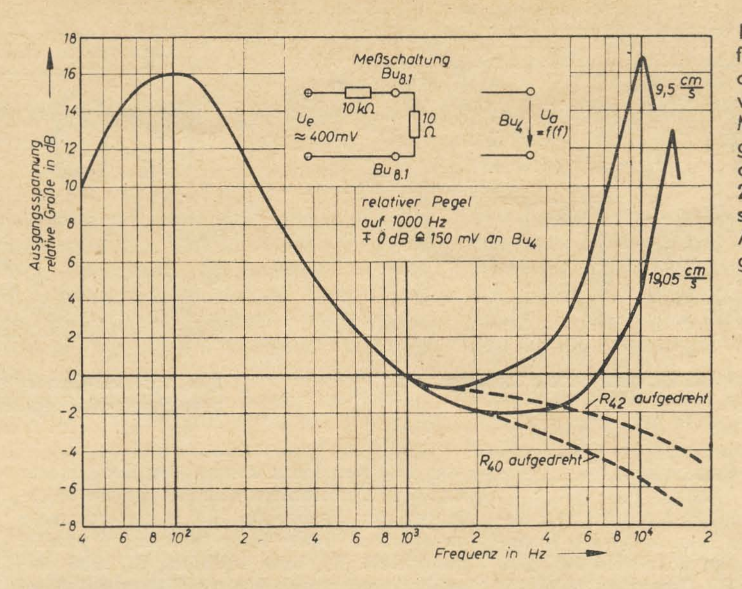


Bild 13: Wiedergabefrequenzgang. R_{11} voll aufgedreht, Schleifer von R_{40} und R_{42} nach Masse gedreht. Eingangsspannung parallel zu SH 1 an 10 Ω, 20 dB unter Vollaussteuerung bei 1000 Hz, Ausgangsspannung gemessen an Bu_4

Messung des Frequenzganges über Band

Die Messung des Frequenzganges erfolgt grundsätzlich 20 dB unter Vollaussteuerung, d. h. es wird nur 0,1 der Spannung, die für die Vollaussteuerung des Bandes erforderlich ist, an den Eingang des Gerätes gelegt.
Zuerst wird der Wiedergabekanal für 19,05 cm/s und 9,5 cm/s mit einem speziellen Meßband für 19,05 cm/s und 9,5 cm/s eingemessen. An Bu_4 wird ein Röhrenvoltmeter angeschlossen und Regler R_{11} voll aufgedreht. Wiedergabetaste drücken und Ausgangsspannung für die einzelnen Meßfrequenzen beobachten. Mit dem Einstellregler R_{40} ist die Ausgangsspannung bei 19,05 cm/s so einzustellen, daß sich ein fast geradliniger Frequenzgang bis 12 kHz ergibt.

Danach wird das Meßband für 9,5 cm/s aufgelegt. S_{14-15} auf 9,5 cm/s umschalten und mit dem Einstellregler R_{42} die Ausgangsspannung für die einzelnen Meßfrequenzen so einstellen, daß sich bis 8 kHz ebenfalls ein fast geradliniger Frequenzgang ergibt.

Damit sind die beiden Wiedergabekanäle eingestellt und dürfen nicht mehr verändert werden. Eine Beeinflussung des Frequenzganges über Band kann nur noch mit dem Einstellregler bei Aufnahme erfolgen.

Nun wird die Messung des Frequenzganges über Band vorgenommen. Dazu an Bu_2 etwa 2,5 mV anlegen. Diese Spannung muß für alle Meßfrequenzen konstant gehalten werden. S_1 in Stellung II bringen, Regler R_{11} voll aufdrehen, Umschalter in Stellung 19,05 cm/s bringen, Aufnahmetaste drücken und die einzelnen Meßfrequenzen aufsprechen (z. B. 60, 333, 1000, 3500, 7500, 9000, 12000 Hz). Nach beendeter Aufnahme Band zurückspulen (Zähluhr verwenden). Wiedergabetaste drücken, an Bu_4 Röhrenvoltmeter anschließen und Ausgangsspannung für jede Frequenz messen.

Es muß sich dann ein Frequenzgang ergeben, der im festgelegten Toleranzfeld nach DIN 45511 liegt (siehe Bild 11). Bei größeren Abweichungen kann die Anhebung mit dem Aufnahmeeinstellregler R_4, vergrößert oder verkleinert werden, was allerdings eine neue Aufnahme bedingt.

Für die Messung des Frequenzganges bei 9,5 cm/s gilt sinngemäß dasselbe. Es entfällt dabei 12 kHz als Meßfrequenz. Eventuelle Abweichungen sind mit dem Einstellregler R_{43} zu korrigieren.

Abgleich der Ersatzinduktivität Dr_6

Die Messung des Vormagnetisierungsstromes erfolgt wie in diesem Abschnitt beschrieben. Der hierbei abgelesene Wert wird notiert und die Halttaste betätigt. Jetzt wird der Mithörhebel nach links geschoben, also der Entzerrer auf „Aufnahme" umgeschaltet und durch Verdrehen des Kernes von Dr_6 derselbe Meßwert wie oben notiert eingestellt. Nach einem nochmaligen Vergleich (nochmals auf Aufnahme schalten) müssen beide Werte übereinstimmen. Die Belastung des HF-Generators (Tr_3) ist also gleich, so daß keine Änderung des Vormagnetisierungsstromes erfolgen kann.

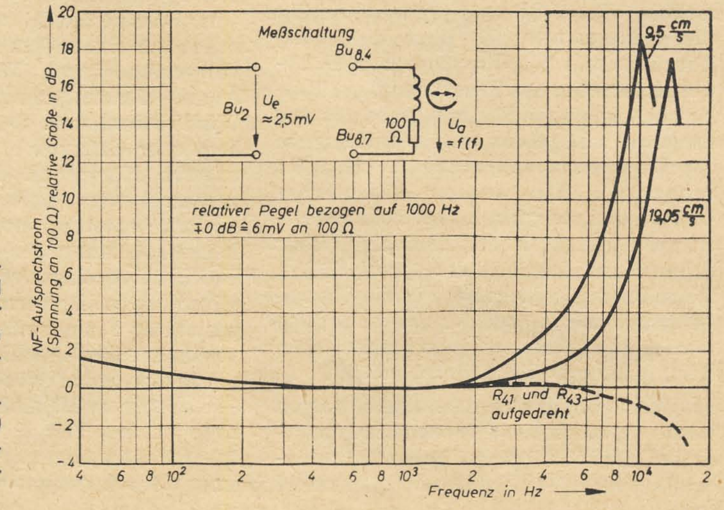


Bild 12: Aufnahmefrequenzgang. R_{11} voll aufgedreht, Schleifer von R_{41} und R_{43} nach Masse gedreht. Eingangsspannung an Bu_2 20 dB unter Vollaussteuerung bei 1000 Hz, Kopfstrom gemessen als Spannungsabfall an 100 Ω

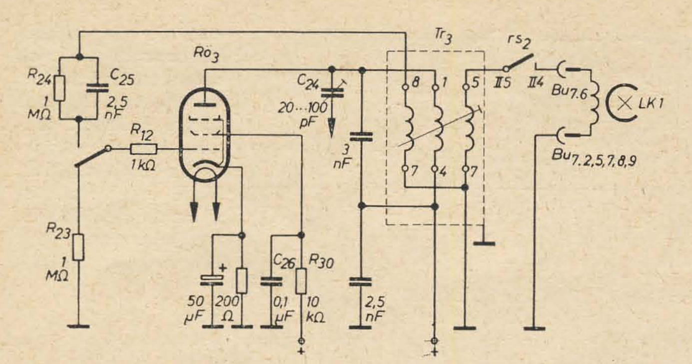


Bild 14: HF-Generator BG 20, gezeichnete Stellung „Halt"

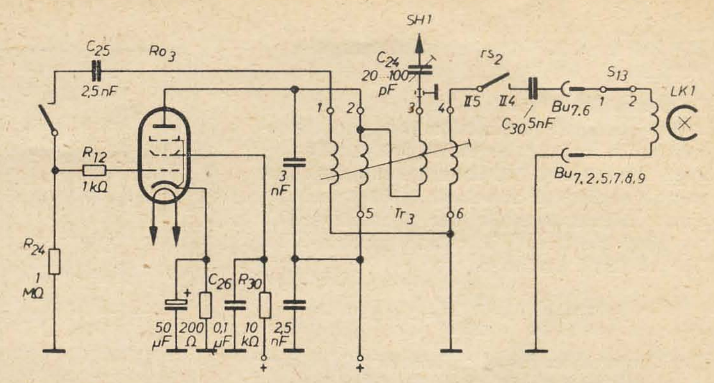


Bild 15: HF-Generator der Geräte BG 20-1, BG 20-2, BG 20-3, gezeichnete Stellung „Halt"

Austausch des HF-Generators

Der im BG 20-1 bzw. BG 20-2 und BG 20-3 verwendete HF-Generator kann in das BG 20 eingebaut werden. Aus dem Schaltbild des alten (Bild 14) und neuen HF-Generators (Bild 15) sind die Änderungen zu entnehmen:
Die Leitung zum Trimmer C_{24} muß umgelötet werden von der Anode der EL 84 an Anschluß 3 von Tr_3. Neu hinzu kommt der Kondensator C_{30} (5 nF). Außerdem sind die beiden Wicklungen des Löschkopfes (LK 1) hintereinander zu schalten (früher beide Wicklungen parallel geschaltet). R_{23} kann entfallen. R_{24} muß umgelötet werden und dient als Gitterableitwiderstand. Zwischen $Rö_3$ (EL 84) und HF-Transformator ist ein Abschirmblech anzubringen (in den Bildern 5 und 6 sichtbar).

Am Tr_3 ergeben sich folgende Anschlüsse:

alt	neu
8	1
1	2
—	3
5	4
4	5
7	6

HAGEN JAKUBASCHK

Die Aufnahme von Tierstimmen in freier Wildbahn

Im folgenden soll über eine Tonaufnahmeanlage berichtet werden, die der Verfasser im Auftrage des Tierbildstudios Karl-Marx-Stadt für die Aufnahme von Tierstimmen in freier Wildbahn entwickelte. Solche Dokumentartonfilmarbeiten erfolgen je nach den speziellen Aufnahmebedingungen — Tierart, Geländecharakter usw. — unter besonderen extremen Bedingungen, die zum Einsatz spezieller Anlagen zwingen. Hier werden nur die Anlagenteile behandelt, die von der üblichen Standardausführung einer NF-Verstärkeranlage abweichen.

Die Anlage besteht aus mehreren Spezialmikrofonen mit Vorverstärkern, einem Zweikanalmischpult mit fünf Eingängen und verschiedenen bedienungstechnischen Besonderheiten, einem 20-W-Kraftverstärker und zwei Tonbandgeräten. Der Kraftverstärker wird nur für Wiedergabezwecke benutzt und entspricht im wesentlichen den üblichen Ausführungen. Für die Bandaufnahmen werden zwei Bandgeräte vom Typ BG 20 eingesetzt, die gegenüber der Standardausführung lediglich einen zusätzlichen Schalter erhielten, mit dem der Motor bei eingeschaltetem Bandgerät abgeschaltet werden kann. Dies war erforderlich, da die Tonbandgeräte bei der Tierfilmarbeit oft stundenlang aufnahmebereit sein müssen (Röhren geheizt!). Beim Eintreffen z. B. eines Vogels an seinem Nest ist dann aber sofort mit der Aufnahme zu beginnen. Wenn nun die Motoren der Bandgeräte während der ganzen Wartezeit laufen müßten, bedeutet dies einen unnötigen mechanischen Verschleiß.
Die Stromversorgung der gesamten Anlage erfolgt aus einem Stromversorgungsteil, der neben verschiedenen Schaltelementen einen 24-V-batteriegespeisten Einankerumformer enthält. Die gesamte Aufnahmeapparatur kann also entweder von jedem beliebigen Wechselstromnetz oder im freien Gelände aus der Batterie gespeist werden.

Die Mikrofone

Bei der Aufnahme von Tierstimmen sind hinsichtlich ihrer akustischen Eigenschaften im wesentlichen zwei Tiergruppen zu unterscheiden. Zur ersten Gruppe gehören alle Vögel, ferner Grillen und ähnliche Tiere, deren Stimme relativ hoch oder schrill ist. Die Aufnahme dieser Stimmen erfordert eine relativ hohe Grenzfrequenz des NF-Kanals, die theoretisch möglichst 15 kHz erreichen sollte. Wir werden im folgenden sehen, warum dies trotzdem nicht in allen Fällen ratsam ist. — Zur zweiten Gruppe sind die Großtiere zu rechnen. Ihre Stimme enthält relativ wenig Frequenzanteile über 4···5 kHz, jedoch oft sehr tiefe Frequenzen, z. B. Löwengrollen oder der Brunstschrei des Rothirsches. In diesen Fällen wird es also vor allem auf eine einwandfreie Wiedergabe der Frequenzen von etwa 40···5000 Hz ankommen. Ein weiterer bedeutender Unterschied zwischen diesen beiden Tiergruppen besteht in der Lautstärke ihrer Stimme und damit in der erforderlichen Mikrofonempfindlichkeit. Für die Stimmaufnahme von Tieren der ersten Gruppe werden im allgemeinen ganz beträchtliche Mikrofonempfindlichkeiten benötigt.
Nach den vorangegangenen Ausführungen wäre nun theoretisch eine Anlage gut geeignet, die bei möglichst hoher Mikrofonempfindlichkeit ein breites Frequenzband überträgt. Auf den ersten Blick scheint also ein Kondensatormikrofon das gegebene zu sein. Dies ist jedoch nicht der Fall, wie im folgenden gezeigt wird.
Das wesentlichste Merkmal bei Tierstimmenaufnahmen in freier Wildbahn ist der im Freien stets vorhandene Störpegel, der sich in der Hauptsache aus zwei Faktoren zusammensetzt: dem durch Luftbewegungen verursachten Rascheln von Blattwerk und Gräsern, dessen Frequenzen relativ hoch liegen, und dem Windgeräusch. Von den sonst üblichen Fremdgeräuschen (Verkehrsmittel, Hundegebell usw.) sei hier abgesehen.
Das Windgeräusch besteht im wesentlichen aus einem dumpfen Rumpeln, hervorgerufen durch Wirbelbildungen an Ästen, Baumstämmen und ähnlichen Windhindernissen. Sein Frequenzbereich liegt sehr tief, von etwa 200 Hz bis zur unteren Hörgrenze. Ein zweites Windgeräusch, das sogenannte „Windrauschen", entsteht unmittelbar an der Mikrofonöffnung, deren Bespannung usw. und kann durch geeignete Anordnung der Mikrofone völlig vermieden werden. Die genannten Fremdgeräusche, die fast stets vorhanden sind und die sich bei den meist schwachen Schalldrücken der Tierstimme — es ist ja meist nicht möglich, beliebig nahe an das Tier heranzugehen! — oft sehr störend bemerkbar machen, stellen eines der schwierigsten Probleme dar. Es

läßt sich jedoch in einem beträchtlichen Umfang durch geeignetes Beschneiden des Frequenzbandes im nachfolgenden Mischverstärker lösen. So kann z. B. das Windrumpeln bei Aufnahme von Vogelstimmen u. ä. durch eine geeignet bemessene, extreme Absenkung der Tiefen fast völlig unterdrückt werden. Bei Aufnahme von Rothirschen u. ä., deren Laute Frequenzanteile im unteren Bereich enthalten und meist genügend lautstark sind, kann durch Beschneiden der Höhen sogar relativ starker Regenfall im Laubwald genügend unterdrückt werden. Wie die Praxis zeigt, büßen die Aufnahmen durch solche Frequenzkorrekturen durchaus nichts ein. Durch Abspielen derart aufgenommener Tierstimmen gelang es, in freier Wildbahn sowohl Rotwild als auch verschiedene Vögel nach Belieben in unmittelbare Nähe des getarnten Lautsprechers bzw. bis dicht vor die Filmkamera zu locken.

Die Frequenzkorrektur wird bei der Besprechung des Mischpultes noch näher behandelt. Hier sei nur erwähnt, daß die gesamte Anlage einen Fremdspannungsabstand (Störabstand) von mindestens 60 dB haben muß. Das gilt ganz besonders für die Mikrofone und deren Vorverstärker, für die sogar 80 dB Abstand zu fordern sind. Eine Weiterleitung der unverstärkten NF vom Mikrofon verbietet sich damit von vornherein.

Bei der Wahl der geeigneten Mikrofonarten sind folgende Faktoren zu berücksichtigen: Die Mikrofone müssen zunächst mechanisch sehr stabil sein, da gelegentliche Stöße und Stürze unvermeidlich sind. Ferner dürfen sie nicht übermäßig staub- und schmutzempfindlich sein (Flugsand!) und müssen vor allem eine beträchtliche Witterungsfestigkeit aufweisen.

Als Abstand Mikrofon—Schallquelle kommen Entfernungen von zwei bis zehn Metern in Betracht. In Sonderfällen kann sich dieser Abstand auf unter 50 cm (Jungvögel im Nest) verringern, aber auch auf 50 und mehr Meter vergrößern, z. B. beim Lerchengesang. Die Lerche singt nur während des Fluges, in diesem speziellen Fall hat der Verfasser einen speziellen Richtreflektor (Parabolspiegel, in dessen Brennpunkt das Mikrofon montiert ist) eingesetzt. Diese Maßnahme wurde weniger zur Vergrößerung des Schalldruckes getroffen — was sich allerdings auch beachtlich auswirkt — sondern vorwiegend zur Verbesserung des Geräuschabstandes (das Mikrofon befindet sich ja auf der Erde, wobei Gräser und Blätter wesentlich näher am Mikrofon sind als der Vogel!).

Bei der Tierfilmarbeit in freier Wildbahn gilt als oberster Grundsatz, daß die Tiere nicht beunruhigt oder vergrämt werden dürfen. Es ist darum im allgemeinen erforderlich, daß alle Film- und Tongeräte zunächst in Abwesenheit des Tieres montiert und getarnt werden, was wegen des feinen Gesichts- oder Geruchssinnes des jeweiligen Tieres oft in größerer Entfernung vom Nest, Bau oder von seinem voraussichtlichen Aufenthaltsort vorgenommen werden muß. Für die Filmkameras wird meist mit Versteckbauten

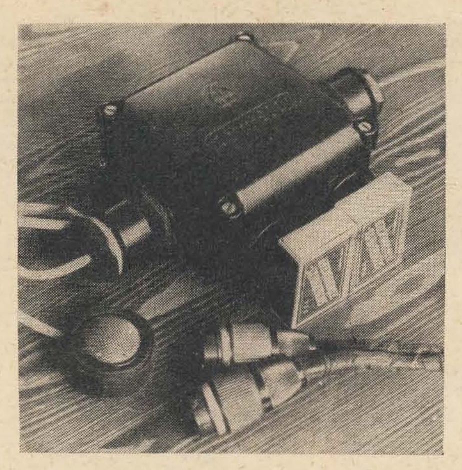


Bild 1: Wasserdicht eingebauter Vorverstärker mit Kristallkapsel und Kabelkupplungen

usw. operiert, die einige 10 bis 30 m vom Tier entfernt sind, während das Mikrofon natürlich möglichst nahe beim Tier installiert werden muß. Nunmehr müssen sämtliche Geräte längere Zeit, mitunter tagelang, unbenutzt stehenbleiben, bis sich das Tier an die Veränderungen in seiner Umgebung gewöhnt hat. Den hierbei auftretenden Beanspruchungen durch Sonnenglut und Nebel, mitunter Regen und Rauhreif, ist natürlich auf die Dauer kein Mikrofon gewachsen, andererseits sind sie unvermeidbar. Ein Kondensatormikrofon scheidet also schon aus rein ökonomischen Gründen aus, außerdem ist es gegen Witterungseinflüsse zu empfindlich.

Die Praxis hat ergeben, daß für die Tiere der zweiten Gruppe — Rotwild usw. — die normale RFT-Tauchspule am besten geeignet ist. Der Verfasser hat sie als robustes, stoßfestes Mikrofon hinreichender Empfindlichkeit für diese Tiergruppe sowie als Universalmikrofon für Dialoge (Sprachaufnahmen im jeweiligen Szenengelände) schätzen gelernt. Für Tierstimmen der ersten Gruppe ist es allerdings weniger geeignet, da ab 7···8000 Hz die Höhen deutlich abfallen. Vor allem weist es nicht die für diese Gruppe notwendige extrem hohe Empfindlichkeit auf. — Zum RFT-Tauchspulmikrofon sei noch bemerkt, daß bei einigermaßen günstigen Aufnahmeverhältnissen eine Fortleitung der NF direkt ab Tauchspule über max. 200 m Kabel bis zum Mischpult — bezogen auf 80 dB Fremdspannungsabstand und Schalldrücke ab 1 μb — durchaus möglich ist, sofern ein zweiadrig abgeschirmtes Kabel benutzt wird. Unabgeschirmte Kabel scheiden aus, da sie entweder Netzbrumm (unter Umständen den der eigenen Anlage!) oder aber einen nahegelegenen Rundfunksender (Audionwirkung der ersten Verstärkerstufe!) aufnehmen. Letzteres auch dann noch, wenn einadrig geschirmtes Kabel benutzt wird. Die Abschirmung der beiden Adern darf aber nur an einem Kabelende Erdverbindung haben und nicht als Leitungsweg benutzt werden.

Als geeigneter Mikrofontyp für Tiere der ersten Gruppe hat sich die preiswerte RFT-Kristallkapsel erwiesen, wie sie z. B. im bekannten RFT-„Schwanenhals" oder in den Tischmikrofonen älterer Ausführung enthalten ist. Die übrigen im Handel befindlichen Kristallkapseln sind ungeeignet.

Die RFT-Kristallkapsel ist billig, erstaunlich robust und von einer überragenden Empfindlichkeit. Sie ist relativ leicht auswechselbar, was wichtig ist, wenn im Gelände einmal eine Kapsel ausfällt. Einige dieser Kapseln, die nächtelang mit starkem Rauhreif bedeckt und starken Nebelbildungen in sumpfigem Gelände ausgesetzt waren, arbeiten noch heute einwandfrei!

Hinsichtlich der elektrischen Eigenschaften ist bei diesem Kapseltyp das sonst für Kristallkapseln typische Merkmal, nämlich eine oder mehrere Eigenresonanzen um 1···3 kHz, so gering ausgeprägt, daß es gehörmäßig nicht feststellbar ist. Der typische „Kristallklang", an dem jeder Kenner sofort ein Kristallmikrofon erkennt, ist hier kaum ausgeprägt, wie der Verfasser an über 20 Kapseln aus verschiedenen Serien feststellte. Etwas unterschiedlich sind die Kapseln im Frequenzgang, dies ist jedoch mit den nachfolgenden Entzerrern im Mischpult — wenn überhaupt nötig — leicht auszugleichen. Bei geeigneter Anpassung kann die untere Grenzfrequenz bis auf 100 Hz und tiefer gelegt werden, während die obere Grenzfrequenz mühelos 10···12 kHz erreicht, was für Tierstimmen erfahrungsgemäß ausreicht. (Das beste Kriterium für die Naturtreue einer Tierstimmenaufnahme

Bild 2: Vorverstärker im Einsatz an einem Baumstamm befestigt

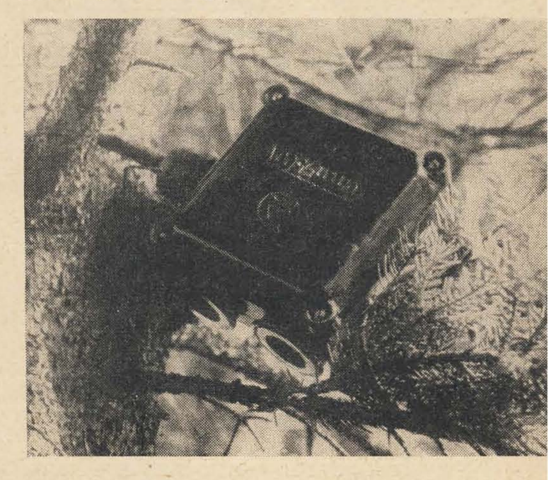


Bild 3: Die in einer Baumkrone versteckt angebrachte Mikrofonkapsel



ist der Versuch, ob ein gleiches Tier anderen Geschlechtes auf die abgespielte Aufnahme genauso reagiert, wie es beim natürlichen Schall der Fall wäre!)

Für Aufnahmen am Nest bzw. am Gelege ist eine besonders kleine Mikrofonkapsel wünschenswert. Zu diesem Zweck wird die RFT-Kapsel ohne das mitgelieferte Gehäuse verwandt und besonders gefaßt. Der nachfolgende Vorverstärker wird über höchstens 3 m gutes Abschirmkabel angeschlossen. Für Aufnahmen von Teichvögeln, Sumpfbrütern usw. wurden die zu den Kapseln gehörigen Vorverstärker absolut wasserdicht ausgestattet und mit dem von der Kapsel kommenden Kabel ohne Kupplung fest verbunden. Vorverstärker mit Kapsel stellen also eine komplette Einheit dar. Die Mikrofonkapsel kann nun direkt über dem Wasserspiegel z. B. eines Teiches an einigen Schilfhalmen o. ä. befestigt werden, während der Vorverstärker notfalls sogar unter der Wasseroberfläche verschwinden kann. Mit dieser Ausführung ist es möglich, z. B. am Nest eines brütenden Teichvogels das Picken der Jungen im Ei bei Beginn des Schlüpfaktes aufzunehmen, ohne das Alttier irgendwie stören zu müssen. Für derart extreme Fälle ist allerdings völlige Windstille Voraussetzung.

Vorverstärker

Bild 1 zeigt den Vorverstärker, der in einen handelsüblichen wasserdichten Verteilerkasten eingebaut wurde. Links davor die Mikrofonkapsel, daneben die Kabelkupplungen für das Fernkabel zum Mischpult (Tuchel-Kupplungen).

Bild 2 zeigt den Vorverstärker im Einsatz, hier in der Nähe eines Raubvogelhorstes am Baumstamm befestigt. Die Kapsel (Bild 3) befindet sich dabei 3 m weiter in unmittelbarer Horstnähe. Im praktischen Einsatz werden beide zur Tarnung noch mit dünnem grünem Schleierstoff abgedeckt, der hier entfernt ist.

Die Schaltung dieses Vorverstärkers zeigt Bild 4. Er ist dreistufig aufgebaut und mit den Röhren EF 86 und ECC 83 bestückt. Die Stromversorgung erfolgt über ein 5adriges, nicht abgeschirmtes Kabel von 70 m Länge aus dem entfernt stehenden Mischpult. Die Leitungslänge kann auch bis max. 500 m erhöht werden, wenn die Heizung der Röhren am Mischpult nachgestellt wird (Spannungsabfall auf dem Kabel!). Um den geforderten Brummabstand zu erreichen, mußten beide Röhren mit Gleichstrom geheizt werden. Die Rückführung des Heizstromes muß unbedingt über getrennte Ader, nicht über die allgemeine Masseleitung, erfolgen, sonst ist trotz Gleichstromheizung ein Restbrumm unvermeidlich.

Die erste Stufe EF 86 ist als Triode in Gitteranlaufstromschaltung geschaltet. Diese Stufe erreicht eine etwa 50fache Verstärkung. Die Mikrofonkapsel könnte normalerweise direkt an das Gitter angeschlossen werden. Es wurde jedoch ein Kondensator (2,5 nF) vorgesehen, da es vorkommen kann, daß sich von der Kapsel her etwas Feuchtigkeit in das Mikrofonkabel „einschleicht“, wodurch in der

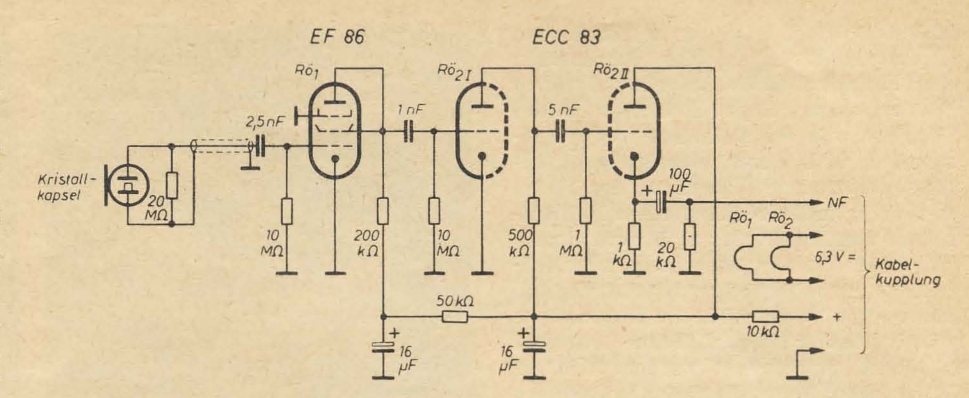


Bild 4: Schaltbild für den Vorverstärker

Normalschaltung der wirksame Gitterableitwiderstand verringert würde. Die Folge wären Verzerrungen durch zu niedrige Gittervorspannung der Röhre. Diesen Nebenschluß verhindert der Kondensator. Die jetzt noch durch Feuchtigkeit im Kabel entstehenden Nebenschlüsse machen sich nicht mehr störend bemerkbar. Weiter fällt der direkt an der Kapsel liegende Widerstand 20 MΩ auf. Er vermeidet statische Aufladungen auf dem Kabel, die mitunter bei sehr trockenem Kabel vorkommen können und sich in zeitweiligem „Knallen“ und „Kochen“ äußern. Die zweite Stufe arbeitet ebenfalls in Gitteranlaufstromschaltung. Die Katoden können an Masse gelegt werden, wodurch Katodenelko und -widerstand fortfallen und ein Einstreuen etwaigen Heizungs-Restbrumms in die Röhre vermieden wird. Die Verstärkung dieser Stufe ist etwa 50fach. Die dritte Stufe ist als Anodenbasisstufe geschaltet. Sie dient zur Impedanzwandlung. Die Festlegung des Katodenwiderstandes auf 1 kΩ und der hinter dem Auskopplungskondensator (Elko) liegende Widerstand 20 kΩ haben mehrere Gründe: Zunächst erfordert der richtige Arbeitspunkt der ECC 83 einen Katodenwiderstand von 1 kΩ. Die Größe des Koppelkondensators sorgt auch bei niederohmiger Belastung für eine ausreichend tiefe untere Grenzfrequenz des Verstärkers. Ferner hält der 20-kΩ-Widerstand den Ausgang gleichspannungsfrei (Elkoreststrom!) und sorgt dafür, daß sich der Elko auch bei versehentlich offener Leitung entladen kann.

Auffällig ist noch die starke Anodenspannungssiebung für jede Stufe. Hierfür sind hochwertige Elkos mit geringem Reststrom erforderlich. Die Siebglieder der im Mischpult bereits gut vorgesiebten Anodenspannung wurden deshalb so stark dimensioniert, weil im Mischpult bei bestimmten Betriebsarten Schaltungen der Anodenspannung in anderen Stufen vorgenommen werden, die sich bekanntlich in allen von der gleichen Spannung betriebenen Vorstufen als Schaltknacken bemerkbar machen. Diese Schaltgeräusche sind nur durch extrem starke Vorstufensiebung zu unterdrücken.

Mit dem Vorverstärker kann in Verbindung mit dem Mischpultverstärker der Anlage die volle Empfindlichkeit bis herab zum Röhrenrauschen der ersten Stufe der EF 86 ausgenutzt werden, ohne daß sich — bei 70 m Verbindungskabel zum Mischpult — das geringste Brummen bemerkbar macht. Um eine höhere nutzbare Empfindlichkeit zu erhalten, wurde die erste Stufe als Triode geschaltet und eine ausgewählte EF 86 verwandt. Im freien Gelände (Acker) konnte bei einem Besprechen des Mikrofons mit normaler Gesprächslautstärke (Unterhaltungston) aus 15 m Entfernung am Mischpult noch Vollaussteuerung erreicht werden, wobei sich das Röhrenrauschen noch nicht störend bemerkbar machte.

Allerdings ist dabei die EF 86, die aus Platzmangel nicht gefedert eingebaut wurde, schon auf mäßige Erschütterungen klingempfindlich, was aber nicht stört, da der Verstärker im Betrieb nicht bewegt wird. Für die Praxis genügt diese Empfindlichkeit bei weitem. Vergleichsversuche ergaben, daß mehrere im Handel befindliche Kondensatormikrofone verschiedener Fabrikate entweder weit geringere Empfindlichkeit aufweisen oder aber die an sich vorhandene Empfindlichkeit wegen vorhandenen Röhrenrauschens bzw. Restbrumms nicht so weit ausnutzbar ist wie bei dem beschriebenen Vorverstärker. Die Übersteuerungsfestigkeit des Vorverstärkers ist trotz der beiden in Gitteranlaufstromschaltung betriebenen Stufen beachtlich. Auch bei versuchsweiser Besprechung mit lautem Gesprächston in 50 cm Abstand von der Kapsel ergab sich noch eine völlig verzerrungsfreie Übertragung. Dies entspricht einem Dynamikumfang von etwa 50 dB!

Abschließend sei festgestellt, daß das allgemein vorhandene Vorurteil gegen Kristallmikrofone zumindest bei der hier verwandten Kapsel keinesfalls berechtigt ist, wenn die Kapsel mit wenigstens 8···12 MΩ an den Verstärkereingang angeschlosen ist. Für das hier beschriebene Arbeitsgebiet, bei dem die verhältnismäßig hohe untere Grenzfrequenz der Kristallkapsel — sie ist nach den Versuchen des Verfassers bis etwa 100 Hz herab brauchbar — nicht stört, hat sie sich in jeder Beziehung als das ideale Mikrofon erwiesen.

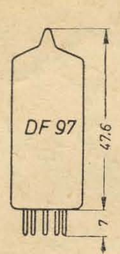
*

Eine Beschreibung des Mischpultes dieser Anlage veröffentlichen wir im nächsten Heft.

RÖHRENINFORMATION DF 97

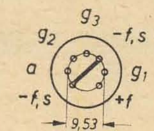
bearbeitet von Ing. Fritz Kunze

Teil 1



◀ Maximale Kolbenabmessungen

Anschluß der Sockelstifte, von unten gegen die Stifte gesehen ▶



Aufbau

Batterie-Miniaturröhre mit sieben Stiften. Das System steht senkrecht auf dem Preßteller.

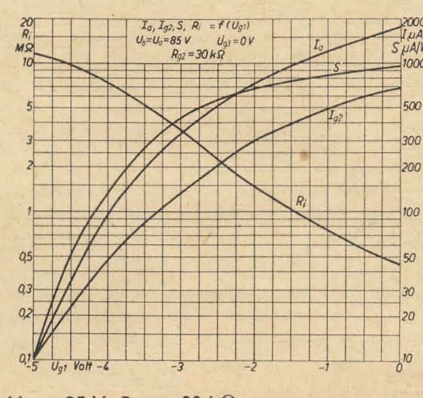
Verwendung

Regelpentode zur HF- und ZF-Verstärkung. Auch als multiplikative Mischröhre für AM-Empfang verwendbar. Hierbei wird die Oszillatorspannung an das (getrennt herausgeführte) Gitter 3 gelegt. Der Ableitwiderstand zu diesem Gitter soll nicht größer als 300 kΩ sein. Als Oszillatorröhre kann man die DC 96, die DF 96 oder eine zweite DF 97 in Triodenschaltung verwenden. Die günstigste Oszillatorwechselspannung (Effektivwert) beträgt 12 V. Bei einer kleineren Oszillatorspannung ist der Innenwiderstand und damit die Verstärkung geringer, bei einer größeren ist die Gefahr der Ausstrahlung der Oszillatorschwingung über die Antenne und Störmöglichkeit anderer Empfänger größer. Gegenüber der DK 96 hat die DF 97 in multiplikativer Mischschaltung einen bedeutend kleineren Innenwiderstand und infolgedessen eine etwas kleinere Mischverstärkung. Bei einem reinen AM-Empfänger ist deshalb die Verwendung der DK 96 ratsam. Bei einem Batterieempfänger mit FM-Bereich dagegen ist die DF 97 am Platze, denn bei AM kann man sie als multiplikative Mischröhre verwenden, bei FM dagegen als zusätzlicher ZF-Verstärker oder als selbstschwingende additive Mischröhre.

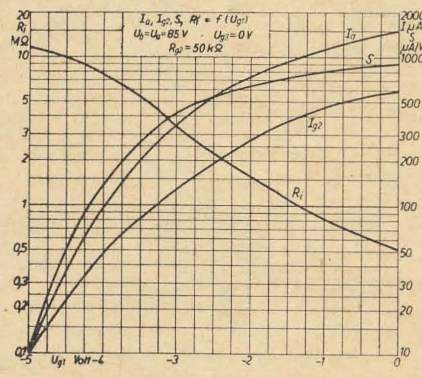
Bei Verwendung der DF 97 als multiplikative Mischröhre im Kurzwellenbereich sind einige notwendige Maßnahmen zu berücksichtigen. Durch Laufzeiteffekte bedingt fließt dann zum Gitter 1 ein Gitterstrom, der von der Frequenz und der Amplitude der Oszillatorspannung am Gitter 3 abhängt. Hierdurch werden alle an der (negativen) Regelleitung angeschlossenen Röhren beeinflußt; sie erhalten zusätzlich eine negative Vorspannung (auch die Diode). Der Gitterstrom ist um so kleiner, je niedriger die Schirmgitterspannung, je negativer die Steuergitterspannung und je positiver die Bremsgitterspannung ist. Deshalb soll bei $U_b = 85$ V der Schirmgittervorwiderstand mindestens 50 kΩ groß sein. Das Gitter der Oszillatorstufe verbinde man kapazitiv mit Gitter 3, um die negative Vorspannung des Oszillatorgitters vom Gitter 3 der DF 97 fernzuhalten. Hierdurch verhindert man gleichzeitig eine Herabsetzung der Mischsteilheit. Die Oszillatorfrequenz soll höher sein als die Signalfrequenz. Man erhält eine bessere Gesamtempfindlichkeit bei KW, wenn man den Belastungswiderstand der Diode an das Plusende des Heizfadens legt. Das trifft in erster Linie bei Parallelschaltung der Heizfäden des Empfängers zu. Die Regelspannung für die einzelnen Röhren wird direkt an der Diode abgenommen. Bei Serienspeisung der Heizfäden ist es allerdings besser, den Gitterableitwiderstand der DF 97 an Minus anzuschließen. Die DF 97 behält als multiplikative Mischstufe ihre Regelfähigkeit bis etwa 20 MHz. Wenn man auf die Regelung der DF 97 bei KW verzichtet, braucht man auf den Einfluß des Gitterstromes keine Rücksicht zu nehmen und kann den Gitterableitwiderstand dort anschließen, wo es die Schaltung der übrigen Röhren ratsam erscheinen läßt.

Als Triode geschaltet (Gitter 2 und 3 mit Anode verbunden), ist die DF 97 als selbstschwingende additive Mischröhre bei UKW-Empfang zu verwenden. Ihre Mischsteilheit ist etwa 25 bis 30% höher als die der DC 96 und etwa so groß wie die der DC 90. Dabei ist zu beachten, daß die DC 90 einen doppelt so großen Heizstrom benötigt wie die DF 97. Die Ausgangskapazität der DF 97 in Triodenschaltung ist allerdings sehr hoch (8,1 pF gegenüber 1,6 pF bei der DC 96); trotzdem macht sich das auf den Abstimmbereich noch nicht nachteilig bemerkbar, da man den Oszillatorkreis ja mit Kapazitäten

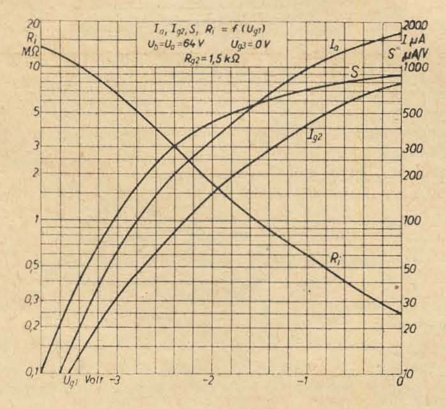
Kennlinien als geregelter ZF-Verstärker



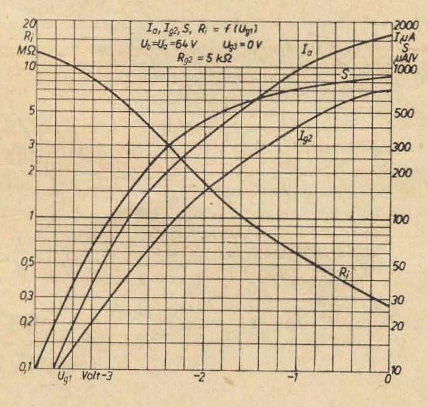
$U_b = 85$ V, $R_{g2} = 30$ kΩ



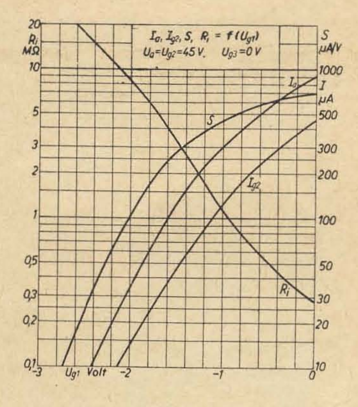
$U_b = 85$ V, $R_{g2} = 50$ kΩ,



$U_b = 64$ V, $R_{g2} = 1{,}5$ kΩ



$U_b = 64$ V, $R_{g2} = 5$ kΩ,



$U_a = U_{g2} = 45$ V,

von 30···40 pF beschaltet. Der Innenwiderstand ist in additiver Mischschaltung verhältnismäßig klein (25···35 kΩ). Es empfiehlt sich deshalb, ihn durch eine ZF-Rückkopplung zu erhöhen. Auf Grund ihres Aufbaus (Heizfadenbefestigung!) ist die DF 97 bedeutend klingsicherer als die Batterietrioden, außerdem ist sie weniger empfindlich gegen Unterheizung.

Paralleltypen

Die amerikanische Bezeichnung für die DF 97 ist 1 AN 5.

Hersteller

VEB Röhrenwerk Anna Seghers, Neuhaus am Rennweg.

Vorläufige Daten

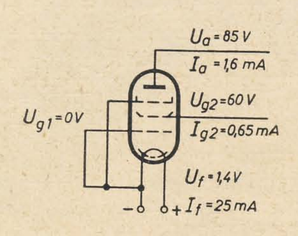
Heizung

Direkt geheizte Oxydkatode für Batteriebetrieb, für Betrieb mit Gleichstrom und mit gleichgerichtetem, gesiebtem Wechselstrom.

Heizspannung .	U_f	1,4	V
Heizstrom.....	I_f	25	mA

Meßwerte

Anodenspannung	U_a	85	V
Bremsgitterspannung	U_{g3}	0	V
Schirmgitterspannung	U_{g2}	60	V
Gittervorspannung ...	U_{g1}	0	V
Anodenstrom ..	I_a	1,6	mA
Schirmgitterstrom.....	I_{g2}	0,65	mA
Steilheit	S	0,92	mA/V
Schirmgitterdurchgriff	D_{g2}	5	%
Verstärkungsfaktor g_2/g_1.....	$\mu_{g2/g1}$	20	
Innenwiderstand	R_i	500	kΩ



Meßschaltung

Kapazitäten

a) in Pentodenschaltung

$c_{e(g1)}$	ca. 3,7	pF
$c_{e(g3)}$	ca. 5,2	pF
c_a	ca. 7,5	pF
$c_{g1/a}$	≦ 0,01	pF
$c_{g1/g2}$	ca. 2,5	pF
$c_{g1/g3}$	≦ 0,1	pF

b) in Triodenschaltung, Gitter 2 und Gitter 3 mit Anode verbunden

c_e	ca. 1,1	pF
c_a	ca. 8,1	pF
$c_{g1/a}$	ca. 2,6	pF

Betriebswerte als geregelter ZF-Verstärker

U_b	85[1]		85[1]		64[1]		64[1]		45		V
U_a	85		85		64		64		45		V
U_{g3}	0		0		0		0		0		V
R_{g3}	30		50		1,5		5		0		kΩ
U_{g1}	0	—5	0	—5	0	—3,8	0	—3,8	0	—2,7	V
U_{g2}	64	85	56	85	63	64	60,4	64	45	45	V
I_a	1,7	0,01	1,5	0,01	1,7		1,6		0,9		mA
I_{g2}	700	10	590	10	780		720		445		µA
S	940	10	900	10	880	10	870	10	700	10	µA/V
R_i	0,45	>10	0,525	>10	0,25	>10	0,27	>10	0,28	>10	MΩ

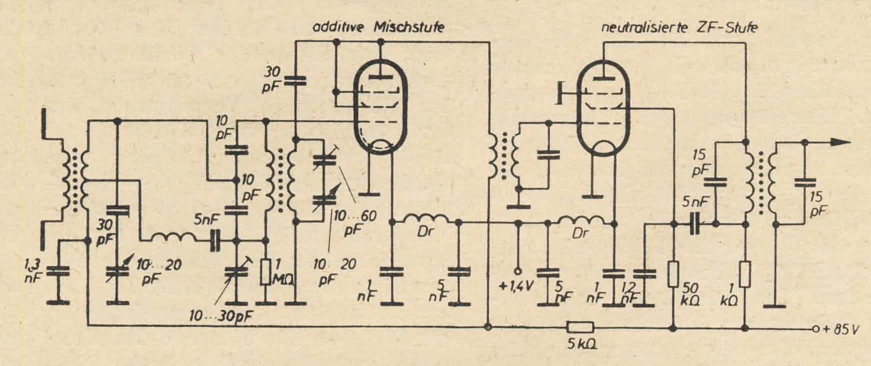
[1]) Entspricht der Batteriespannung von 90 V bzw. 67,5 V, verringert um die Gittervorspannung der Endröhre.

Betriebswerte als selbstschwingende, additive Mischstufe Triodenschaltung $R_{g1} = 1$ MΩ

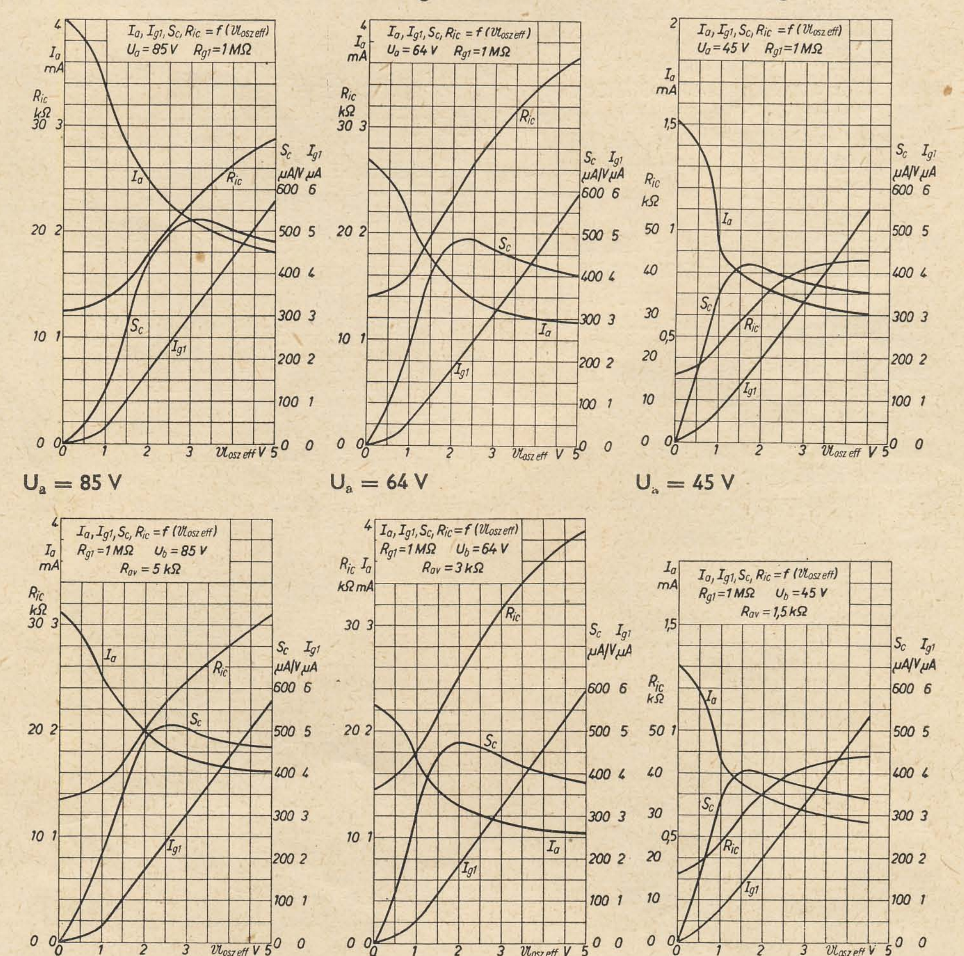
U_b	85[1])	85[1])	64[1])	64[1])	45	45	V
R_{av}	0	5	0	3	0	1,5	kΩ
I_a	1,9	1,7	1,3	1,2	0,73	0,7	mA
I_{g1}	4,4	3,8	3,1	2,5	2	2	µA
S_c	500	490	465	460	405	400	µA/V
$\mathfrak{U}_{osz\,eff}$	4	3.5	3	2,5	2	2	V
$\overline{U}_{osz}$ ($I_{g1} \times R_{g1}$)	—4,4	—3,8	—3,1	—2,5	—2	—2	V
R_{ic}	26	26,5	29	28,5	34	35	kΩ

[1]) Entspricht der Batteriespannung von 90 V bzw. 67,5 V, verringert um die Gittervorspannung der Endröhre. Alle Spannungen sind auf —f bezogen.

DF 97 als HF-Gitterbasisstufe sowie als selbstschwingende, additive Mischstufe



Kennlinien als additive, selbstschwingende Mischröhre in Triodenschaltung



$U_a = 85$ V — $U_a = 64$ V — $U_a = 45$ V

$U_b = 85$ V, $R_{av} = 5$ kΩ — $U_b = 64$ V, $R_{av} = 3$ kΩ — $U_b = 45$ V, $R_{av} = 1,5$ kΩ

usw, USW — ultra-short wave = UKW (1 bis 10 m)
UT — Umlegetaste
— universal time = Weltzeit
UV — Ultraviolett
UW — Umsteuerwähler

V

V — magnetische Spannung
— Vanadium, chemisches Element
— Verlustziffer, Verlustfaktor (beim Trafo)
— Volt (Maßeinheit für die elektrische Spannung)
— Volumen, Rauminhalt
V(-Platz) — Fernvermittlungsplatz
V 60 — 60-Kanal-TF-System für Weitverkehr nach dem Vierdraht-Gleichlageverfahren
V 120 — 120-Kanal-TF-System für ... (wie V 60)
v — Velocity = Geschwindigkeit (v_0 = Anfangsgeschwindigkeit)
VA — Voltampere (Maßeinheit für die elektrische Scheinleistung)
VAC — volt alternating current = Volt Wechselspannung
VAR — visual-aural-range = Funkbake mit kombinierter optisch-akustischer Anzeige
var — voltampere reactive = Blindleistung, Blind-VA = rva
VC — varnished cambric (tape) = Isolierband
— voice coil = Schwingspule eines Lautsprechers
VCC — voice-controlled carrier = sprachgesteuerter Träger
VCU — variable correction unit = veränderlicher Entzerrer zur Klangregelung
VDC — volt direct current = Volt Gleichspannung
VDE — Verein Deutscher Elektrotechniker
VDF — very-high frequency direction-finding (station) = UKW-Peilstelle
VDI — Verein Deutscher Ingenieure
Vdr — Vierdraht
VE — Verkehrseinheit (meist Erlang = Erl)
velo — unit of velocity = Geschwindigkeitseinheit ($1 \text{ velo} = 1 \frac{\text{foot}}{\text{s}} = 30{,}48 \frac{\text{cm}}{\text{s}}$)
vert. — verte (lat.) = bitte wenden (b. w. — p.t.o.)
VF — variable frequency = abstimmbare Frequenz
— Verteilfernamt
— video frequency = Videofrequenz (beim Fernsehen)
— voice (or vocal) frequency = Sprachfrequenz (20 Hz bis 3400 Hz)
v-f, v/f — voice frequency (=VF)
VFCT — voice-frequency carrier-telegraphy = Wechselstromtelegrafie (= WT)
VFO — variable-frequency oscillator = durchstimmbarer Oszillator, Steueroszillator
VFT — voice-frequency telegraphy = Wechselstromtelegrafie (= WT)
VG — voltage gain = Spannungsverstärkung
Vh — Hauptverteiler
VHF — very high frequency = Meterwellen (30 MHz bis 300 MHz, 10 m bis 1 m)
Vhf — Fernamtsverteiler
VHFDF — very-high frequency direction finding = UKW-Peilung
VhO — Ortsamtsverteiler
VI — volume indicator = Aussteuerungs-, Lautstärkeanzeiger, Pegelmesser
vid, video — Bild (beim Fernsehen)
VIDF — vertical (side) intermediate distributing frame = Zwischenverteiler (beim Fernsprechen)
VIE — visual indicating equipment = Gerät mit Sichtanzeige, Sichtgerät
viz. — vide licet (lat.) = nämlich, d. h.
VL — Verlängerungsleitung
VLF — very low frequency = Myriameterwellen (3 kHz bis 30 kHz, 100 000 m bis 10 000 m)
VM — velocity modulation = Laufzeitmodulation
— Voltmeter
VMDF — vertical (side) main distributing frame = Hauptverteiler (beim Fernsprechen)
VME — Verstärkungsmeßeinrichtung
VN — Vereinte Nationen
VNL — via net loss = Durchgangsdämpfung
VO — Vollzugsordnung
— voice-operated device for anti-singing = sprachbetätigtes Duplexfunkgerät
VODER — voice operation demonstrator = Gerät zur Erzeugung künstlicher Sprache
VOGAD — voice-operated gain-adjusting device = sprachgesteuerte Verstärkungseinrichtung
VOR — VHF omnidirectional range = UKW-Drehfunkfeuer
VPM — Vierpolmeßgerät
— volt per meter = V/m (Maßeinheit für die elektrische Feldstärke)
VR — voltage regulator = Stabilisator, Spannungsregler
VS — Verbindungssatz
VSB — vestigial sideband = Restseitenband
VSt — Verbindungsstöpsel
— Vermittlungsstelle
VStW — Vermittlungsstelle mit Wählbetrieb
VStWoF — Vermittlungsstelle mit Wählbetrieb in Ortsnetzen ohne Fernamt
VSW — very-short wave = UKW
VSWR — voltage standing wave ratio = Wellenziffer, Spannungsreflexionsfaktor
VT — vacuum tube = Elektronenröhre
VTA — vacuum tube amplifier = Röhrenverstärker
VTD — vacuum tube detector = Röhrengleichrichter
VTO — vacuum tube oscillator = Röhrengenerator
VTVM — vacuum-tube voltmeter = Röhrenvoltmeter (RVM)
VU — volume unit = (Sprach-)Volumeneinheit
— Vorumsetzung (in einem TF-System)
v.v. — vice versa (lat.) = umgekehrt
VVA — Vollzugs- und Verbindungsausschuß (des Weltpostvereins) = CEL
VW — Vorwähler
VZ — Verzoner
Vz — Zwischenverteiler

W

W — Arbeit (nach IEC)
— Watt (Maßeinheit für die elektrische Leistung N oder P); 1 W = 0,102 mkg/s
— Wolfram, chemisches Element
w — waagerecht
— Windungszahl (nach AEF)
WA — Wasseraufnahmevermögen (für Isolationsstoffe)
W.A. — Wissenschaftlicher Ausschuß (im VDE)
Wb — Weber (Maßeinheit für den magnetischen Fluß Φ); 1 Wb = 1 Vs
WdSS — Widerstandsdraht mit Seide isol.
WE — Wärmeeinheit (= 1 kcal)
WECO — Western Electric Company
WET — western european time = Westeuropäische Zeit (WEZ)
WEZ — WET
WF — Werk für Fernmeldewesen (Berlin)
Wf — Wartefeld
WFA — Wählerfernamt
WhS — Weichensucher
Wirel. Eng. — The Wireless Engineer (London) = „Der Funk-Ingenieur" (Name einer britischen Fachzeitschrift)
Wirel. Wld. — The Wireless World (London) = „Das Funkwesen in aller Welt" (Name einer britischen Fachzeitschrift)
WL — Wartelampe
— wave length = Wellenlänge
WM — Widerstandsmaterial
WMO — World Meteorological Organization = Welt-Wetterdienstorganisation (= OMM)
WP — wagon-poste = Bahnpostwagen
WPM — Wörter pro Minute
WS — Wassersäule
— wireless set = Funkgerät
WT — Wechselstromtelegrafie
W.T. — wireless telegraphy = drahtlose Telegrafie
WTA — Wissenschaftlich-Technische Abteilung für Nachrichtenwesen (Berlin)
WTDF — wireless-telegraphy direction finder = Funkpeiler
WU — Western Union (Telegraph Company) = „Western Union" Telegrafengesellschaft (USA)
WV — working voltage = Betriebsspannung
WW — Wartewähler
— wire-wound (resistor) = Drahtwiderstand
WWV — Rufzeichen einer Funkstation des NBS, die Normalfrequenzen aussendet
WZ — Wählzeichen, Amtszeichen

X

X — Blindwiderstand
— Xenon, chemisches Element
XLPK — Lackpapierkabel mit Textilbeflechtung und unterschiedlicher Drallänge
XLPM — Lackpapierkabel mit Bleimantel und unterschiedlicher Dralllänge
x-ray — Röntgenstrahl
Xs — atmospherics = atmosphärische Funkstörungen
Xtal — crystal = Kristall, Quarz
XY-system — Koordinatenwählsystem

Y

Y — Yttrium, chemisches Element
y — Verkehrswert, Belastung, Leistung
yb — Ytterbium, chemisches Element
y-connection — Sternschaltung
yd — yard = 91,43 cm (= 3 feet = 36 inches, = 3 pieds = 36 pouces)
Y-network — T-Schaltung (bei einem Vierpol)
Y-ray — Gammastrahl

Z

Z — Kurzbezeichnung für einen Bahnpostwagen in der Schweiz
— Scheinwiderstand ($\mathfrak{Z} = R + jX$; $Z = \sqrt{R^2 + X^2}$)
— z-förmige Profilbewehrung (bei Leitungskurzbezeichnungen)
Z 6 N — 6-Kanal-TF-System für Nahverkehr (Zweidraht-Getrenntlageverfahren)

Schluß folgt